

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GERADOR DE ONDA QUADRADA E TRIANGULAR

TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA PARA A  
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

SIDNEI NOCETI FILHO

FLORIANÓPOLIS, FEVEREIRO DE 1980

GERADOR DE ONDA QUADRADA E TRIANGULAR

SIDNEI NOCETI FILHO

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA. ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.

*Carlos Zanchin*

Prof. Carlos Inácio Zanchin, M.Sc.  
ORIENTADOR

*Hans H. Zörn*

Prof. Hans Helmut Zörn, Ph.D.  
Coordenador do Curso de Pós Gra  
duação em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA

*Carlos Zanchin*

Prof. Carlos Inácio Zanchin, M.Sc.

*Ivo Barbi*

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

*Luiz P. Calôba*

Prof. Luiz P. Calôba, Dr. Ing.

*Polidoro E. São Tiago*

Prof. Polidoro E. São Tiago Fº, M.Sc.

À minha mãe

À minha esposa

À minha avó

### AGRADECIMENTOS

- Ao Prof. Carlos Inácio Zanchin pela inestimável ajuda prestada na orientação deste trabalho.
- Aos meus colegas, pelo incentivo e sugestões, particularmente aos Prof. Marcio Cherem Schneider e Rui Seara.
- Aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica.
- À FINEP e à CNEM pelo apoio financeiro.

## RESUMO

Este trabalho consiste na concepção de estruturas que em conjunto com circuitos convencionais utilizados para a geração simultânea de várias formas de onda, permite a montagem de geradores de função de laboratório que operem numa ampla faixa de frequência, com componentes de fácil aquisição no mercado brasileiro.

Projetou-se e montou-se um protótipo de laboratório de um gerador de onda triangular e quadrada, com características de funcionamento pré-fixadas, incluindo facilidades operacionais em geral não encontradas, tais como, varredura em duas décadas sem necessidade do uso de gerador auxiliar, controle digital da frequência e leitura da frequência num mostrador de dois dígitos.

É estudada a influência dos atrasos de tempo no laço de geração de forma de onda triangular e quadrada e a influência da função de transferência do amplificador de onda triangular existente neste laço. Expressões matemáticas são apresentadas para a variação da frequência. Uma correção para os efeitos é proposta pela introdução, no comparador, de um nível de tensão contínuo proporcional à tensão de controle da frequência de oscilação

ABSTRACT

This work consists of the development of a structure to be used with the conventional circuits for simultaneous generation of various wave forms. This allows the construction of a laboratory function generator with components easily available at the Brazilian market, which operate with a large frequency range.

A laboratory prototype of a square and triangular wave generator was designed and assembled, with pre-selected characteristics, plus extra features such as sweeping in two decades without use of an auxiliary generator, digital control of frequency and two digit display for frequency reading.

The influence of the delay time in the generation loop of a triangular and square wave and of the transfer function of the triangular amplifier in the loop, is studied. Mathematical equations are presented for frequency variation. It is proposed a correction to the effects by introduction in the comparator of a D.C. voltage level proportional to the control voltage of the oscillation frequency.

# S U M Á R I O

<u>SIMBOLOGIA</u> .....	S.1
<u>CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO</u> .....	1
<u>CAPÍTULO 2 - OS BLOCOS CONSTITUINTES</u> .....	11
2.1. Introdução .....	11
2.2. Apresentação dos blocos .....	11
2.3. A geração de onda triangular e quadrada sob o controle de uma tensão contínua .....	18
2.3.1. Operação básica do gerador e determina- ção da frequência de oscilação .....	18
2.3.2. As fontes de corrente .....	20
2.3.3. A chave eletrônica .....	22
2.3.4. O biestável .....	22
2.3.5. O amplificador de onda triangular .....	24
2.3.6. A frequência ideal de oscilação .....	27
2.3.7. A frequência de oscilação real não com- pensada .....	29
2.3.8. O circuito de correção dos efeitos do atraso .....	33
2.3.9. Considerações sobre as limitações do circuito de correção .....	36
2.3.10. A variação de K com a frequência .....	39
2.4. Estudo do circuito de controle digital de fre- quência .....	44
2.4.1. Vantagens do controle digital sobre o controle analógico .....	44
2.4.2. Os contadores, a conversão digital ana- lógica e a leitura de frequência .....	47

2.4.3. O controle de frequência em operação normal .....	51
2.4.4. A geração do sinal de varredura .....	51
2.4.5. O gerador de pulsos .....	53
2.4.6. O comparador lógico B e o circuito constante de tempo .....	53
<u>CAPÍTULO 3 - PROJETO</u> .....	57
3.1. Introdução .....	57
3.2. Determinação dos valores dos capacitores $C_T$ ..	58
3.3. A tensão de controle da frequência em operação normal. Determinação dos valores dos resistores $R_T$ .....	58
3.4. A tensão de controle da frequência em operação varredura .....	61
3.5. A tensão no capacitor e o chaveamento da corrente .....	62
3.6. A aplicação das tensões $+V_{REF}$ e $-V_{REF}$ nas fontes de corrente .....	63
3.7. Projeto do inversor da tensão $-V_V - V_{REF}$ . ajuste da simetria da onda triangular .....	65
3.8. Projeto do circuito de correção dos efeitos do atraso - ajuste da frequência, amplitude e valor médio da triangular .....	66
3.9. Projeto do biestável .....	71
3.10. Projeto do amplificador de onda triangular ..	72
3.11. Ligações na chave seletora de décadas .....	76
3.12. Projeto do circuito do conversor digital analógico .....	78




3.13. Projeto do gerador de pulsos .....	85
3.14. Projeto da etapa de saída .....	89
3.14.1. Introdução .....	89
3.14.2. Projeto do amplificador de onda quadrada .....	91
3.14.3. Projeto do amplificador de potência ..	94
3.14.4. Projeto do controle de amplitude e do atenuador de saída .....	97
3.14.5. Projeto do controle de valor médio ..	99
<u>CAPÍTULO 4 - RESULTADOS</u> .....	101
<u>CAPÍTULO 5 - DISCUSSÃO E CONCLUSÕES</u> .....	107
<u>APÊNDICE 1</u> .....	113
<u>APÊNDICE 2</u> .....	116
<u>APÊNDICE 3 - PAINEL DO PROTÓTIPO</u> .....	118
<u>APÊNDICE 4</u> .....	119
<u>APÊNDICE 5 - FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO GERADOR</u> .....	125
<u>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</u> .....	127

SIMBOLOGIA

$\pm V_Q$	- Tensão na saída do biestável
CH	- Chave
$C_T$	- Capacitor sobre o qual é gerada a onda triangular
I	- Corrente de carga ou descarga do capacitor $C_T$
G	- Condutância
$R_T$	- Resistor da fonte de corrente
$V_T$	- Tensão de pico da triangular sobre o capacitor $C_T$
$V_V$	- Tensão de controle da frequência de oscilação
D	- Diodo
NE	- Circuito lógico "NÃO E"
CP	- Comparador
$V_x, V_y$	- Tensões nas saídas dos comparadores
AOT	- Amplificador de onda triangular
$V_{DC}$	- Valor médio da onda triangular sobre $C_T$
$V_C$	- Nível de comparação do biestável; Amplitude de pico da onda triangular na entrada do biestável.
$t_{A1}$	- Tempo de atraso no AOT
$t_{A2}$	- Tempo que o biestável leva para mudar de estado
$t_{A3}$	Tempo de operação da chave eletrônica
$t_A$	- A soma de todos os atrasos no laço de geração
f	- Frequência fundamental de oscilação das formas de onda geradas
T	- Período
$f_I$	- Frequência ideal de oscilação
$f_G$	- Frequência de oscilação dependente do ganho do AOT

- $f_{NC}$  - Frequência de oscilação dependente do ganho do AOT e do atraso  $t_A$ .
- $f_{AC}$  - Frequência de oscilação com correção do efeito do atraso.
- $f_C$  - Frequência de oscilação com correção do efeito do atraso e de K.
- K - Relação entre a amplitude de pico da onda da triangular de entrada do AOT e a amplitude de pico da onda triangular de saída, numa determinada frequência de operação.
- $\alpha$  - Coeficiente angular da equação de K.
- $\omega$  - Frequência angular
- $G_V(j\omega)$  - Função de transferência do AOT
- $G_{VO}$  - Ganho do AOT em baixas e médias frequências.
- $\sigma$  - O dobro do fator de amortecimento de uma função de segunda ordem com polos complexos.
- $v_A(t)$  - Tensão no ânodo do diodo D1.
- $V_{CN}$  - Nível de comparação aplicado no biestável, dependente da tensão  $V_V$ .
- AO - Amplificador operacional
- TR - Transistor.
- $h_{rr}$  - Parâmetro de transferência reversa de uma rede
- $V_{CB}$  - Tensão entre coletor e base (transistor bipolar)
- $V_{CE}$  - Tensão entre coletor e emissor (transistor bipolar)
- $V_{BE}$  - Tensão entre base e emissor (transistor bipolar)
- $V_{DS}$  - Tensão entre dreno e fonte (transistor de efeito de campo).
- $V_{GS}$  - Tensão entre porta e fonte (transistor de efeito de campo)

$I_C$	- Corrente de coletor
$I_D$	- Corrente de dreno
DAC	- Conversor digital analógico
AOQ	- Amplificador de onda quadrada
$V_{PE}$	- Tensão de plena escala
$V_{REF}$	- Tensão de referência
	- Somador
$f_V$	- Frequência do sinal de varredura
$f_p$	- Frequência dos pulsos
$V_R$	- Tensão em um resistor
$f_o$	- Frequência de cruzamento em -3dB (para função de transferência com polo dominante) ou frequência natural (para função de transferência de segunda ordem com polos complexos)
RG	- Regulador de tensão
$h_{FE}$	- Ganho de corrente (transistor bipolar)
$h_{OE}$	- Condutância de saída (transistor bipolar)

## CAPÍTULO 1

## INTRODUÇÃO

A versatilidade dos instrumentos eletrônicos em geral vem aumentando nas últimas décadas, devido ao aparecimento dos transistores e dos circuitos integrados, fazendo com que diferentes funções em número cada vez maior, possam ser realizadas por instrumentos de dimensões cada vez menores. Desta forma, está ficando para o passado a geração dos instrumentos com uma finalidade específica.

O gerador de função é um instrumento eletrônico de uso geral em laboratório, tanto em pesquisa como para manutenção ou fins didáticos, capaz de fornecer forma de onda triangular, quadrada, sinusoidal, rampas e pulsos. Além da geração de várias formas de onda, as principais características desejadas em um gerador de função de laboratório são:

- Possibilidade de variação da frequência, amplitude e valor médio numa grande faixa de valores.
- Estabilidade da frequência, amplitude e valor médio a despeito do tempo de uso, variação da temperatura ambiente, umidade, frequência de operação, amplitude e valor médio de operação.
- Possibilidade de carregar a saída sem prejuízo das características do instrumento.
- Pequena quantidade de ajustes internos
- Formas de onda com baixos níveis de distorção.
- Indicação da frequência fundamental de oscilação.

A geração simultânea de formas de onda precisas pode ser obtida pelo uso de circuitos lógicos em conjunto com conversores digitais analógicos ou pela associação conveniente de um circuito integrador, um biestável e um conformador.

A associação de um gerador de pulsos com contadores, conversores digitais analógicos convencionais e comparadores (lógicos ou analógicos), permite a obtenção de várias formas de onda (1), tais como ondas triangulares, quadradas, rampas e pulsos. Em adição, outras formas de onda, sinusóides e funções logarítmicas, também são possíveis de se obter, se memórias tipo "ROM" (2) ou conversores digitais analógicos especiais (3) forem utilizados em conjunto com os circuitos citados. O uso desta técnica de geração, mostrada simplificada na Fig. 1.1, tem sido incrementado nos últimos anos para aplicações de baixa frequência, como por exemplo em varredura linear e não linear, em servomecanismos, computação analógica, testes de filtros e fontes de tensão programáveis, tanto pela total compatibilidade dos circuitos com técnicas de fabricação de circuitos integrados, como pela eliminação do uso de elementos reativos de alto valor, necessários em outras técnicas de geração. No entanto, a geração em altas frequências, torna-se proibitiva com o uso de componentes convencionais. Por exemplo, desprezando a tolerância de componentes, deriva e ruídos, a obtenção de sinais com frequência de 1 MHz e resolução de 0,39%, exige uma frequência de pulsos de 512 MHz.

Outra técnica de geração, obtém o oscilador básico pela reunião, em malha fechada, de um circuito integrador e um biestável (4). Na Fig. 1.2 esta técnica é apresentada sob a forma de diagrama em bloco. Nesta configuração, tem-se a geração simultânea de onda quadrada e triangular, obtidas respectivamente, na

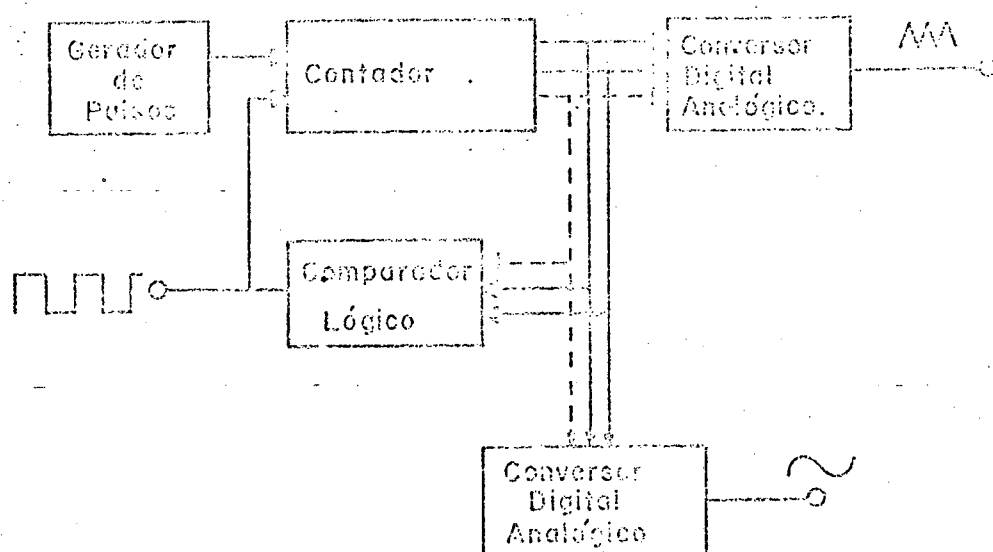


FIG. 1.1 - Geração de formas de onda com circuitos digitais e conversores digitais analógicos.

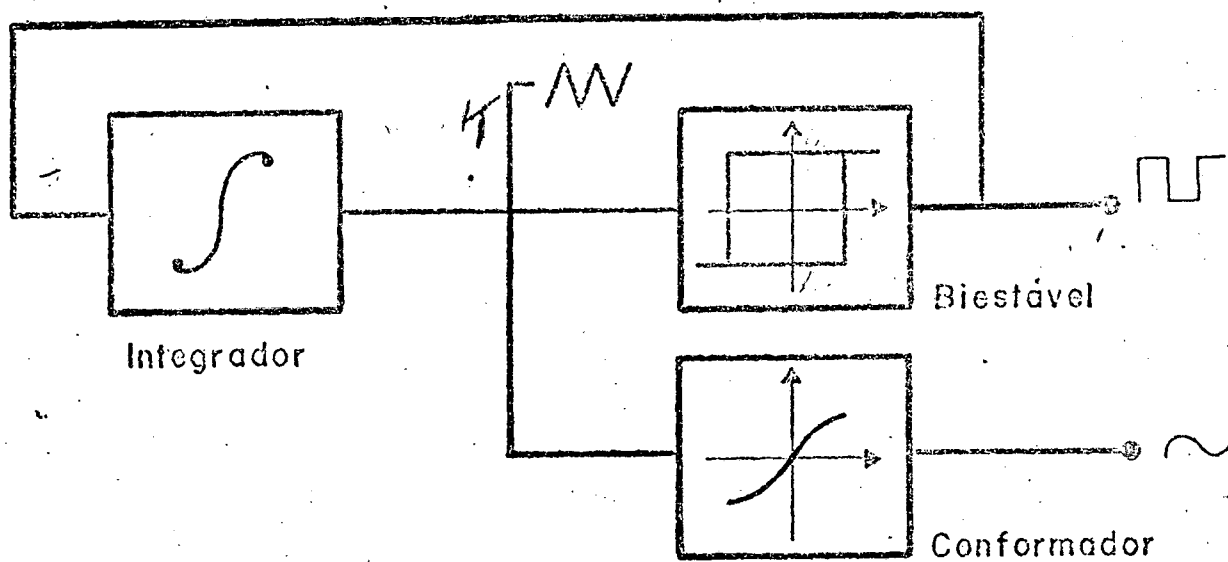


FIG. 1.2 - Blocos básicos dos geradores de função



saída do biestável e na saída do integrador. Aqui, a sinusóide é obtida da triangular com o uso de um conformador (5). Formas de onda não simétricas, como rampas e pulsos, também podem ser obtidas deste oscilador básico e, para isto, são necessárias somente pequenas modificações nos circuitos que compõem os blocos. O uso desta técnica é justificado pelas seguintes razões:

- a) Com a escolha adequada dos circuitos que compõem os blocos, a operação útil do bloco básico pode ser feita numa grande faixa de frequências (abaixo de 1 Hz até frequências da ordem de MHz):
- b) Minimização de circuitos devido à geração simultânea de várias formas de onda a partir de um mesmo bloco básico.
- c) A frequência de oscilação pode ser modificada com a variação de apenas uma grandeza.
- d) Modulação em frequência pode ser obtida pela aplicação de uma tensão externa.
- e) O método de gerar onda triangular e obter a sinusóide através de um conformador não apresenta limite inferior de frequência sob o ponto de vista da sinusóide e, frequências relativamente altas podem ser obtidas com a escolha conveniente dos componentes do conformador. A geração de sinusóides com osciladores projetados para esta finalidade específica, na faixa de 10 Hz a 500 KHz pode ser realizada com circuitos que utilizam amplificadores operacionais especiais. No entanto, acima de 500 kHz, a geração só se torna simples com o uso de circuitos ressonantes de alto Q e abaixo de 10 Hz (exceção

feita ao uso de técnicas digitais), técnicas de obtenção de sinusóides diferentes da apresentada na Fig. 1.2, tornam-se problemáticas devido aos valores dos componentes que precisam ser utilizados.

Uma implementação possível para os blocos integrador e biestável é mostrada na Fig. 1.3 ( 6 ). Na saída do integrador obtém-se uma onda triangular com amplitude de pico igual a  $V_T$  e na saída do biestável uma onda quadrada de amplitude  $V_Q$ . Nesta configuração, a frequência de oscilação é dada por:

$$f = \frac{V_Q}{4RCV_T} \quad ( 1-1 )$$

O circuito da Fig. 1.3 apresenta os seguintes aspectos desvantajosos:

- a) Apesar da frequência poder ser variada simplesmente pela variação de uma resistência, a dependência não é linear.
- b) Com os amplificadores operacionais disponíveis, a frequência máxima de oscilação fica limitada em torno de 30 kHz, devido às não idealidades destes.

A mesma filosofia de usar um integrador e um biestável é utilizada em três geradores de função importados conhecidos: HP-3310A (7), Tektronix FG-501 (8) e HP-3311A (9). Em todos estes geradores é evitado o uso de amplificadores operacionais no laço do oscilador básico. A integração, por exemplo, é conseguida através do fornecimento de corrente constante  $+I$  e  $-I$  a um capacitor, em cujos terminais será obtida a onda triangular (Fig.1.4). Estes

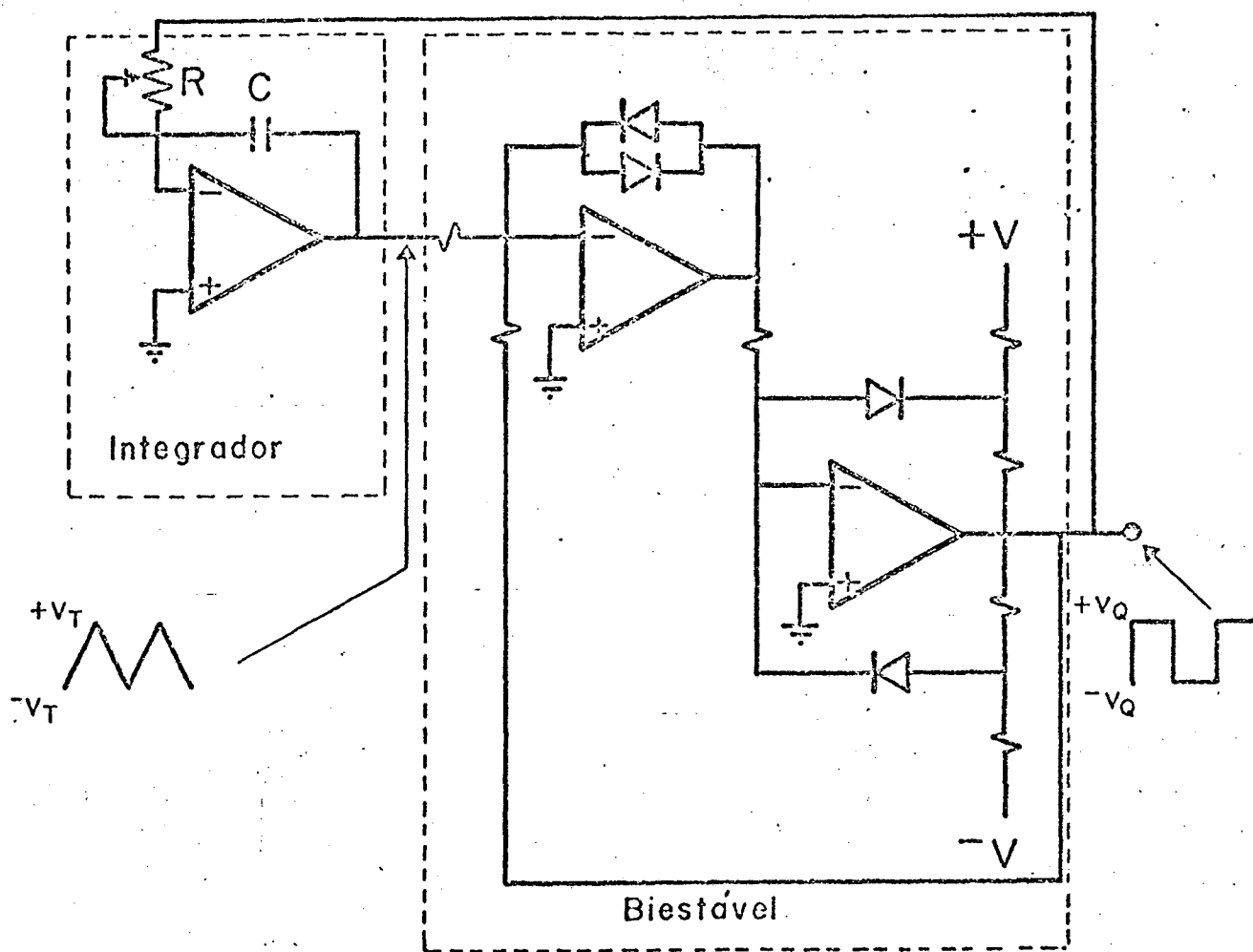


FIG. 1.3 - Implementação possível para os blocos do integrador e biestável

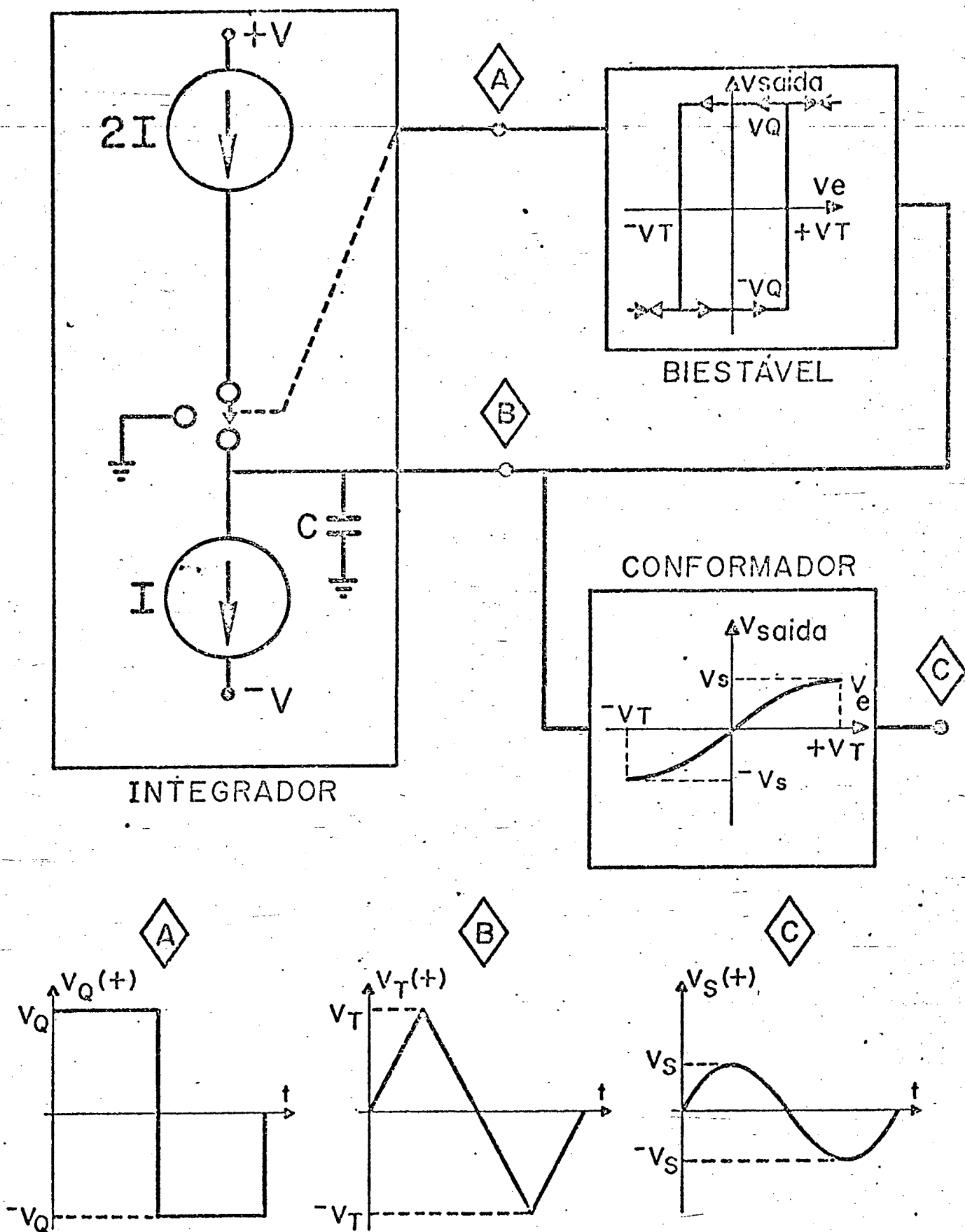


FIG. 1.4 - Geração de onda triangular por carga de capacitor com corrente constante

geradores possuem em comum as seguintes características gerais:

- a) Frequências menores que 1Hz até frequências da ordem de 1MHz podem ser obtidas.
- b) A frequência de oscilação é linearmente dependente de uma tensão, o que permite realizar a indicação do valor da frequência diretamente numa escala fixada ao eixo de um potenciômetro.
- c) Os potenciômetros usados para realizar o controle da frequência de oscilação, possuem características mecânicas e elétricas especiais e são construídos para uso exclusivo nestes geradores.
- d) Possibilitam a obtenção de varredura de frequência com o auxílio de um segundo gerador ( varredura em uma década ).
- e) Possuem alguns circuitos relativamente sofisticados e utilizam determinados componentes não disponíveis no nosso mercado.
- f) Custo acrescido das taxas de importação.

Vários fabricantes de circuitos integrados utilizam a técnica de geração de triangular por carga de capacitor com corrente constante em integrados que possuem internamente o bloco básico de um gerador de função. Os geradores de formas de onda integrados Signetics SE-566, Intersil I-8038, e Exar XR-205, XR-2207 e XR-2206, tem suas características comparadas na referência (10). Destes circuitos, o único disponível no mercado brasileiro é o I-8038 que, no entanto, apresenta a desvantagem de ter a frequência de oscilação que varia não linearmente com a variação de um resistor externo, e possui operação útil somente até frequências de 100 kHz.

Levando em conta a tendência atual de construir equi

pamentos versáteis de pequenas dimensões e a necessidade de geradores de funções de custo moderados para os nossos laboratórios, aproveitando a técnica de geração que utiliza carga de capacitor com corrente constante, propõe-se projetar e construir um protótipo de laboratório de um gerador de onda triangular e quadrada que sirva como precursor de uma série de geradores de várias formas de onda, com as seguintes características gerais:

- a) Geração de frequências desde 1Hz e 1MHz em seis décadas de operação.
- b) Controle digital de frequência, dispensando desta forma, potenciômetros especiais importados de alto custo.
- c) Indicação da frequência num mostrador digital de dois dígitos.
- d) Obtenção de varredura em duas décadas sem necessidade de um segundo gerador.
- e) Possibilidade de modificação do valor médio e da amplitude.
- f) Circuitos com componentes de fácil aquisição no mercado brasileiro.

## C A P Í T U L O 2

### OS BLOCOS CONSTITUINTES

#### 2.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os blocos constituintes do Gerador de Função. Primeiramente será feita uma descrição superficial dos blocos, que serão analisados sob o ponto de vista entrada-saída. Posteriormente, será estudado o funcionamento do laço do oscilador, os circuitos básicos dos principais blocos do conversor tensão frequência, as influências das não idealidades no comportamento do laço de geração e serão apresentadas soluções possíveis para a correção dos efeitos destas não idealidades. Por último, serão apresentados os principais circuitos que possibilitam fazer um controle digital da frequência de oscilação, assim como obter a geração interna de um sinal de varredura.

#### 2.2 - APRESENTAÇÃO DOS BLOCOS

O diagrama em bloco simplificado do Gerador de Função é mostrado na Fig. 2.1. O diagrama em bloco geral é mostrado na Fig. 2.2.

##### 2.2.1 - Conversor tensão frequência

O conversor tensão frequência é basicamente um gera-

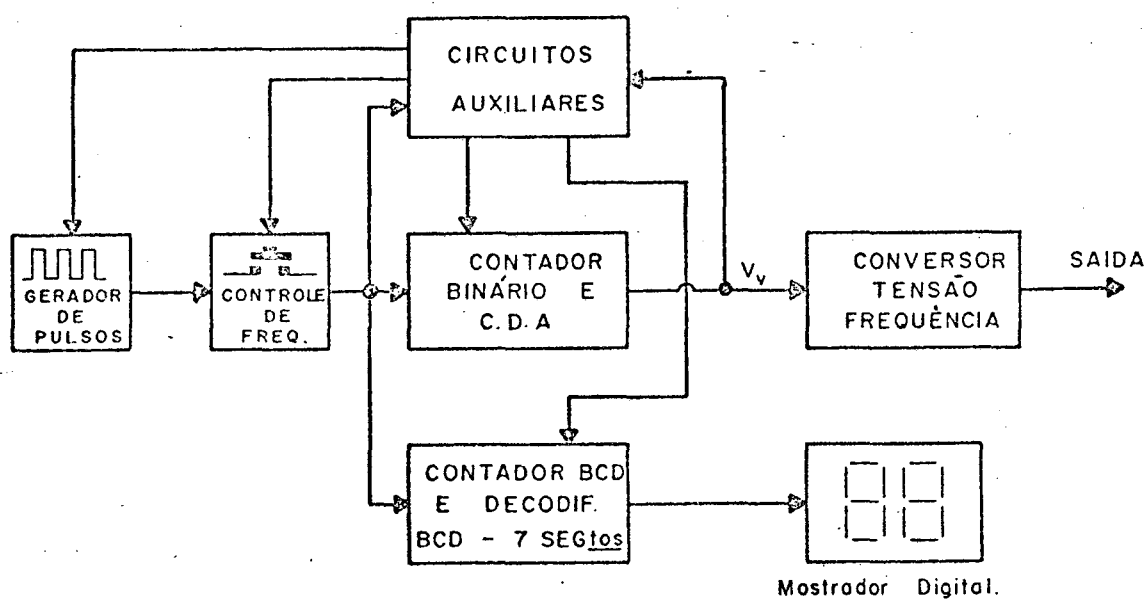


FIG. 2.1 - Diagrama em bloco simplificado do gerador de função



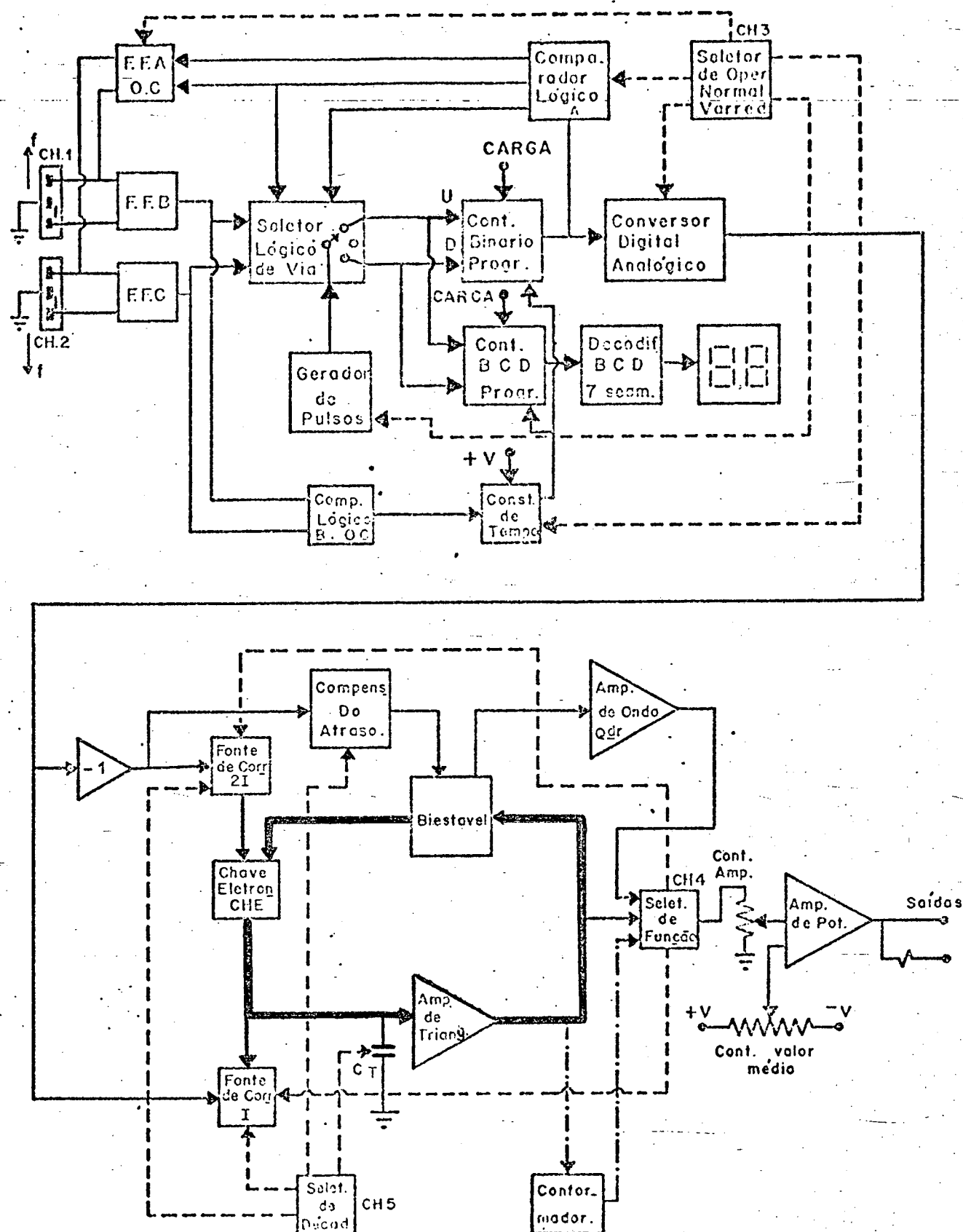


FIG. 2.2 - Diagrama em bloco geral

dor de onda quadrada e triangular, cujas frequências são linearmente dependentes da tensão  $V_v$ , obtida da saída do conversor digital analógico. Seus blocos constituintes são:

- a) Duas fontes de corrente ( fontes  $2I$  e  $I$  ) controladas por tensão.
- b) Um capacitor  $C_T$  que carregado e descarregado com corrente constante, terá em seus terminais uma forma de onda triangular.
- c) Um amplificador de onda triangular ( AOT ) que apresenta impedância de entrada muito alta e modifica o valor médio da onda triangular.
- d) Um circuito biestável em cuja entrada se aplica o sinal de onda triangular e cuja saída aciona uma chave eletrônica.
- e) Uma chave eletrônica ( CHE ) composta por dois diodos que acionada pelo biestável, comutará a fonte de corrente  $2I$  de forma a permitir que o capacitor seja carregado e descarregado.
- f) Um circuito chamado compensador de atraso, que atuando nas três últimas décadas, corrige automaticamente a frequência de oscilação afetada pela função de transferência do AOT e por atrasos relativamente pequenos existentes no laço do oscilador.
- g) Um amplificador de onda quadrada ( AOQ ) que excitado por um circuito TTL entrega na saída uma onda quadrada de valor médio igual a zero.
- h) Um amplificador de potência com impedância de saída

da de  $50\ \Omega$

- i) Um seletor de funções que seleciona qual a forma de onda que será aplicada no amplificador de potência e que atua sobre as fontes de corrente quando é desejado obter formas de onda assimétricas.
- j) Um seletor de décadas ( também seletor de frequências limites de varredura ) que atua sobre o valor de  $C_T$ , nas fontes de corrente e no circuito compensador do atraso.
- k) Um resistor variável que permite um controle contínuo da amplitude do sinal de saída.
- l) Um resistor variável que permite um controle contínuo do valor médio da forma de onda de saída.

### 2.2.2 - Controle de frequência

O controle da frequência de oscilação é feito através do acionamento de duas chaves de pressão ( CH1 e CH2 ). Quando CH1 é pressionada, a saída do gerador de pulsos é aplicada na entrada "UP" dos contadores e fará com que a frequência aumente de valor. Quando CH2 é pressionada, os pulsos são aplicados na entrada "DOWN" e a frequência diminuirá.

### 2.2.3 - O contador binário e o conversor digital analógico.

Para um determinado número de pulsos contados, o contador apresenta um número binário nas suas saídas que será convertido pelo conversor digital analógico numa tensão  $V_V$ .

#### 2.2.4 - O contador BCD, o decodificador e o mostrador digital

São os circuitos básicos que possibilitam a medição de frequência. Esses circuitos recebem os mesmos pulsos recebidos pelo contador binário.

#### 2.2.5 - Os circuitos auxiliares.

Os circuitos auxiliares são na sua maioria circuitos integrados digitais que proporcionam ao usuário facilidades de operação. São eles:

##### a) Seletor lógico de via

Este circuito em operação normal, comandado pelas chaves CH1 e CH2, envia os pulsos para a entrada "UP" ou "DOWN" dos contadores. Em operação varredura, ele passa a ser comandado automaticamente pelo comparador lógico A, que em conjunto com os FLIP-FLOP B e C, alternam periodicamente as entradas ( dos contadores ) para onde são enviados os pulsos.

##### b) FLIP-FLOP B e FLIP-FLOP C

Estes FLIP-FLOP em operação normal, têm a função básica de memorizar o primeiro contato das chaves CH1 e CH2, evitando contagens erradas pelos contadores binário e BCD. Em operação varredura são comandados pelo FLIP-FLOP A, que os controla devidamente, segurando suas saídas durante meio período do sinal de varredura.

##### c) FLIP-FLOP A

Este FLIP-FLOP só atua na operação varredura, si-

mulando o fechamento das chaves CH1 e CH2 alternadamente sob o controle do comparador lógico A.

d) Comparador lógico B

Este comparador lógico detecta o acionamento simultâneo das chaves de pressão CH1 e CH2 e aterras as entradas especiais "LOAD" dos contadores fazendo com que os números programados nestes se apresentem em suas respectivas saídas.

e) Comparador lógico A

Em operação normal detecta os binários 00001010 e 01100011 interrompendo a contagem de pulsos "PARA BAIXO" e "PARA CIMA", respectivamente. Em operação varredura detecta os binários 00000000 e 11111111 e atua sobre o FLIP-FLOP A fazendo com que seja invertido o sentido da contagem dos pulsos.

f) Circuito "constante de tempo"

Este circuito tem a função de simular um terra nas entradas especiais "LOAD" dos contadores, sempre que o gerador é ligado e sempre que se passar de operação varredura para operação normal, com a finalidade de sincronizar os contadores binário e BCD.

g) Seletor de operação normal-varredura.

É uma chave de 6 posições que permite a seleção de 4 frequências do sinal de varredura e 2 velocidades de busca de frequência, em operação normal. Esta chave atua na frequência de operação do gerador de pulsos e em vários outros pontos do circui

to de controle digital de frequência.

### 2.3 - A GERAÇÃO DE ONDA TRIANGULAR E QUADRADA SOB O CONTROLE DE UMA TENSÃO CONTÍNUA

#### 2.3.1 - Operação básica do gerador e determinação da frequência de oscilação.

O bloco básico do conversor tensão frequência está apresentado na Fig. 2.3. Admitindo, por hipótese, que no tempo zero o capacitor está descarregado e a saída do biestável é  $+V_Q$ , então a chave CHE estará na posição "1" e a corrente resultante no capacitor será igual a  $I$  ( corrente de carga ). A tensão em  $C_T$  irá crescer linearmente com o tempo até atingir o valor  $+V_T$  ( Fig. 2.4 ), quando então haverá uma mudança de estado no biestável. Agora CHE passará para a posição 2, fazendo com que o capacitor se descarregue com corrente constante  $-I$ . A tensão no capacitor irá diminuindo linearmente com o tempo até atingir o valor  $-V_T$  e novamente haverá mudança de estado no biestável. As cargas e descargas do capacitor se sucederão ao longo do tempo e serão obtidas simultaneamente, a forma de onda quadrada na saída do biestável e de triangular sobre o capacitor.

A tensão em um capacitor é dada por:

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt + v_C(0) \quad (2-1)$$

Então, para o capacitor  $C_T$ , no intervalo de 0 a  $T/4$  tem-se:

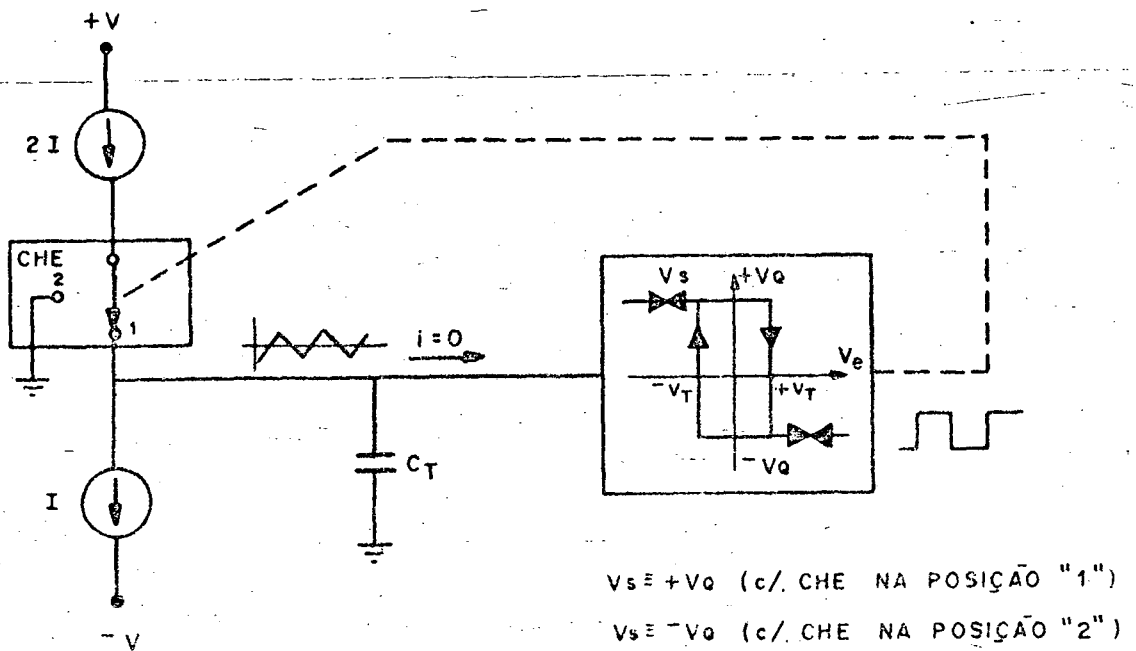


FIG. 2.3 - Bloco básico do conversor tensão-frequência

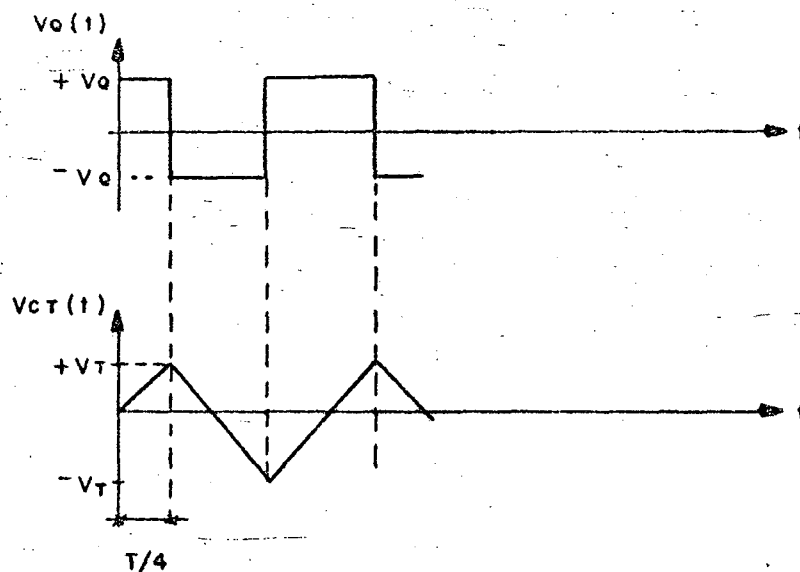


FIG. 2.4 - Formas de onda no capacitor e na saída do biestável.

$$v_c(t) = \frac{It}{4C_T} \quad (2-2)$$

Para  $t = \frac{T}{4}$ ,  $v_c = + V_T$ . Então:

$$V_T = \frac{I T}{4C_T} \quad (2-3)$$

$$T = 4C_T V_T / I \quad (2-4)$$

$$f = \frac{I}{4C_T V_T} \quad (2-5)$$

### 2.3.2 - As fontes de corrente

Tem-se por objetivo controlar a frequência de oscilação linearmente com uma tensão  $V_V$ .

Se  $I = G V_V$ , onde  $G$  é uma constante, e tendo em vista (2-5) pode-se escrever:

$$f = \left( \frac{G}{4C_T V_T} \right) V_V \quad (2-6)$$

Desta forma, para  $C_T$  e  $V_T$  constantes, a frequência será linearmente dependente da tensão  $V_V$ .

Na Fig. 2.5 estão mostradas duas configurações de circuito utilizando amplificadores operacionais, com as quais se pode realizar fontes de corrente controladas por tensão (11). Neste caso, a corrente será dada por:

$$I = \left( \frac{1}{R_T} \right) V_V \quad (2-7)$$

Substituindo  $I$  na equação (2-5) tem-se:



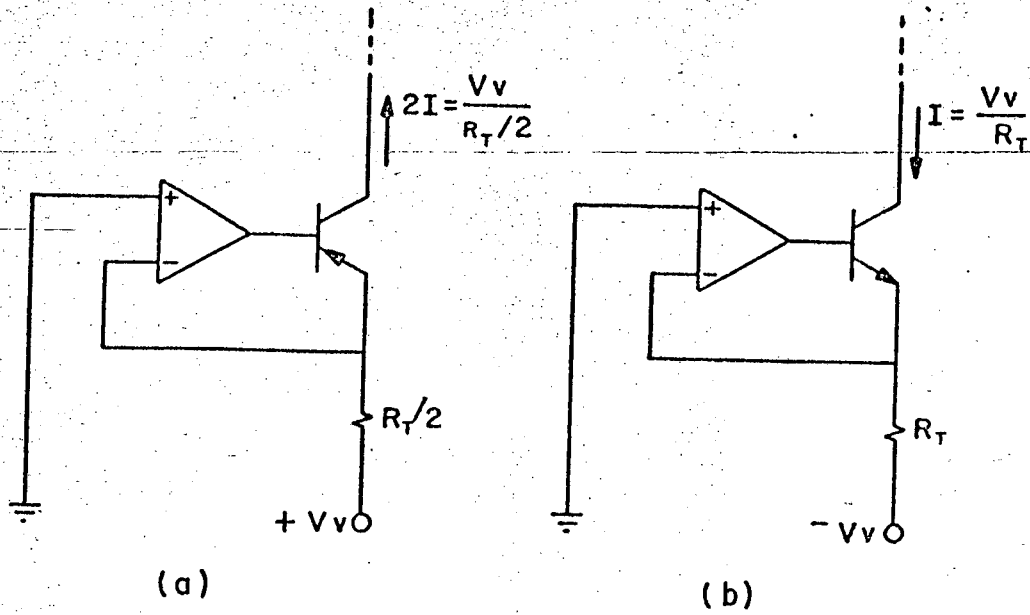


FIG. 2.5 - Fontes de corrente controladas por tensão

(a) Fonte  $2I$

(b) Fonte  $I$

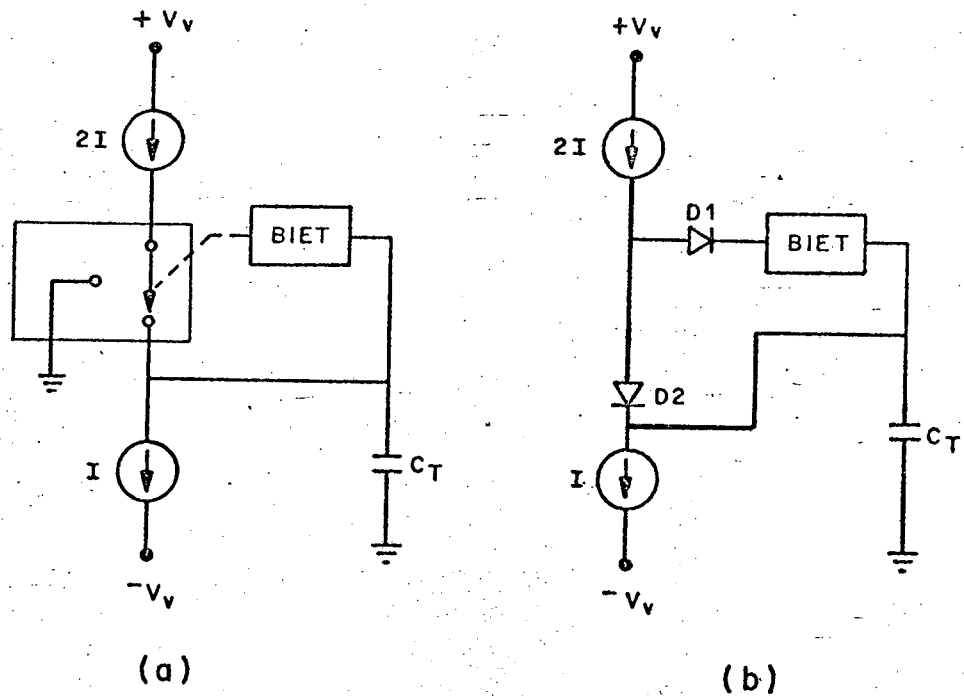


FIG. 2.6 - (a) Princípio do chaveamento

(b) Realização da chave com dois diodos semicondutores

$$f = \frac{V_V}{4R_T C_T V_T} \quad ( 2-8 )$$

### 2.3.3 - A chave eletrônica

A chave eletrônica ( CHE ) é um circuito que proporciona o desvio da corrente  $2I$ , quando o biestável apresenta o nível  $-V_Q$ . Ela pode ser realizada com dois diodos como mostrado na Fig. 2.6.b. Os níveis de tensão no capacitor e de saída do biestável devem ser tais que, com  $+V_Q$ , D1 corta e D2 conduz e com a mudança de estado para  $-V_Q$ , D1 conduz e D2 corta.

### 2.3.4 - O biestável

Uma realização possível para o circuito biestável ( BIET ) é mostrada na Fig. 2.7. Os comparadores CP1 e CP2 são comparadores de alta velocidade com saídas complementares (  $V_Y$ ,  $\bar{V}_Y$  e  $V_X$ ,  $\bar{V}_X$  ) compatíveis com circuitos TTL. As portas NE1 e NE2 são portas "NÃO E" da família TTL.

A característica de saída de CP1 e CP2 relativa ao pino 6 (  $V_Y$  e  $V_X$  ) é que o nível será alto se a tensão na entrada inversora ( pino 2 ) for maior que a tensão na entrada não inversora ( pino 3 ). Como os valores da tensão no capacitor excursionarão dentro dos níveis  $+V_T$  e  $-V_T$ , que são os níveis de comparação desejados e aplicados no pino 2 de CP1 e pino 3 de CP2, respectivamente,  $V_Y$  e  $V_X$  estarão no nível alto, exceto nos instantes da comparação, isto é, quando os picos forem atingidos. Mais precisamente,  $V_Y$  e  $V_X$  só estarão no nível baixo durante algumas dezenas de ns, tempo necessário para que as comutações sejam realizadas.

Com  $V_X$  e  $V_Y$  normalmente altos,  $V_Q = 1$  e  $\bar{V}_Q = 0$  ou

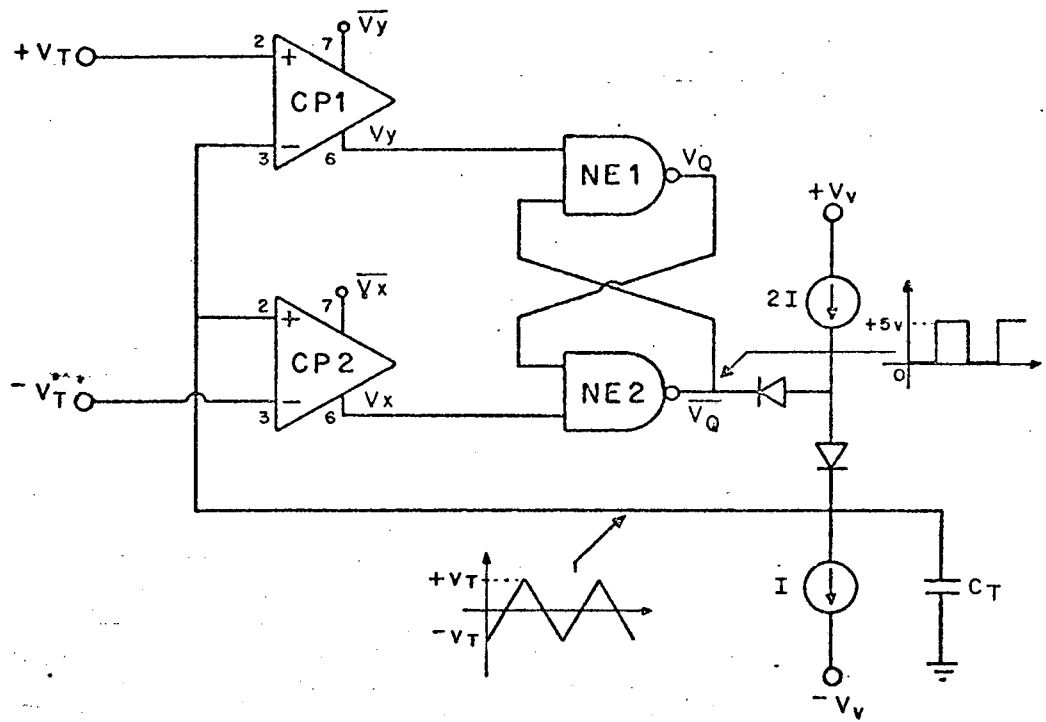


FIG. 2.7 - O circuito biestável

$V_Q = 0$  e  $\bar{V}_Q = 1$  são estados estáveis. Supondo  $V_Q = 0$  e  $\bar{V}_Q = 1$ , D1 estará cortado e  $C_T$  estará se carregando com corrente constante  $I$ . Quando a tensão em  $C_T$  atinge o valor  $+V_T$ ,  $V_Y$  desce,  $V_Q$  sobe,  $\bar{V}_Q$  desce, D1 conduz,  $C_T$  passa a se descarregar com corrente constante e  $V_Y$  sobe.

Quando a tensão em  $C_T$  atingir o valor  $-V_T$ ,  $\bar{V}_Q$  sobe,  $V_Q$  desce e D1 corta,  $C_T$  passa novamente a se carregar,  $V_X$  sobe e assim por diante. Os gráficos da Fig. 2.8 ilustram o que foi descrito.

### 2.3.5 - O amplificador de onda triangular ( AOT )

Torna-se necessário introduzir um amplificador de onda triangular no laço do oscilador por duas razões ( Fig.2.9 ). Em primeiro lugar, porque é preciso que exista uma impedância muito alta em paralelo com  $C_T$  para que as correntes das fontes controladas sejam absorvidas exclusivamente por este capacitor. Segundo, porque, sob o ponto de vista do amplificador de potência e do biestável, é conveniente que a onda triangular tenha valor médio igual a zero e sob o ponto de vista da chave eletrônica e do chaveamento com portas TTL a triangular deve ter valor médio maior que zero (ver item 3.5 na pg. 62). Então, um amplificador modificador de valor médio com impedância de entrada muito alta terá de ser usado.

Outros requisitos do AOT são:

- Circuito com acoplamento direto para operação linear em baixas frequências.
- Impedância de saída baixa de modo que, uma carga não constante como o controle de amplitude, não afete o comportamento do laço.

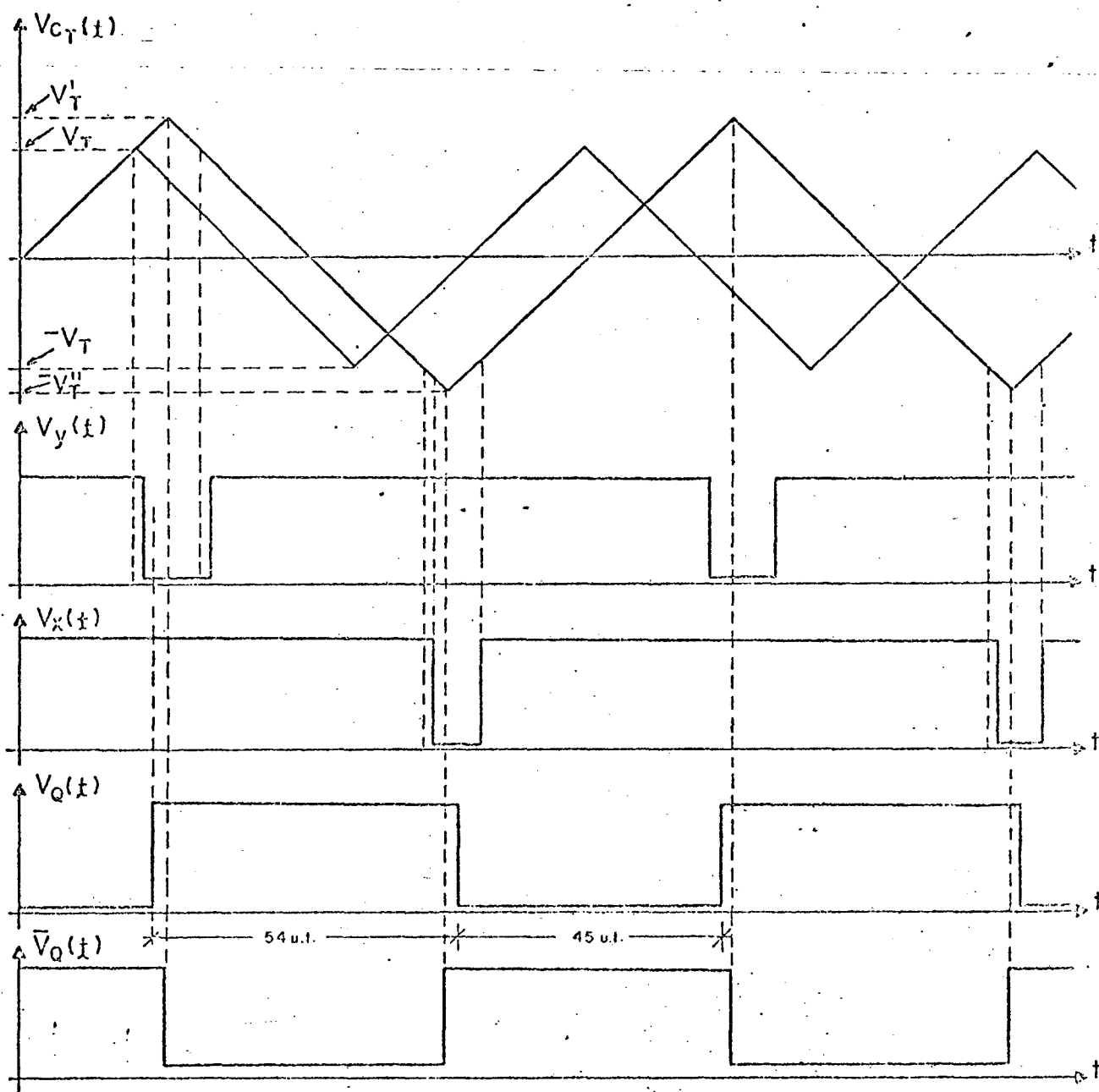


FIG. 2.8 -Formas de onda no biestável

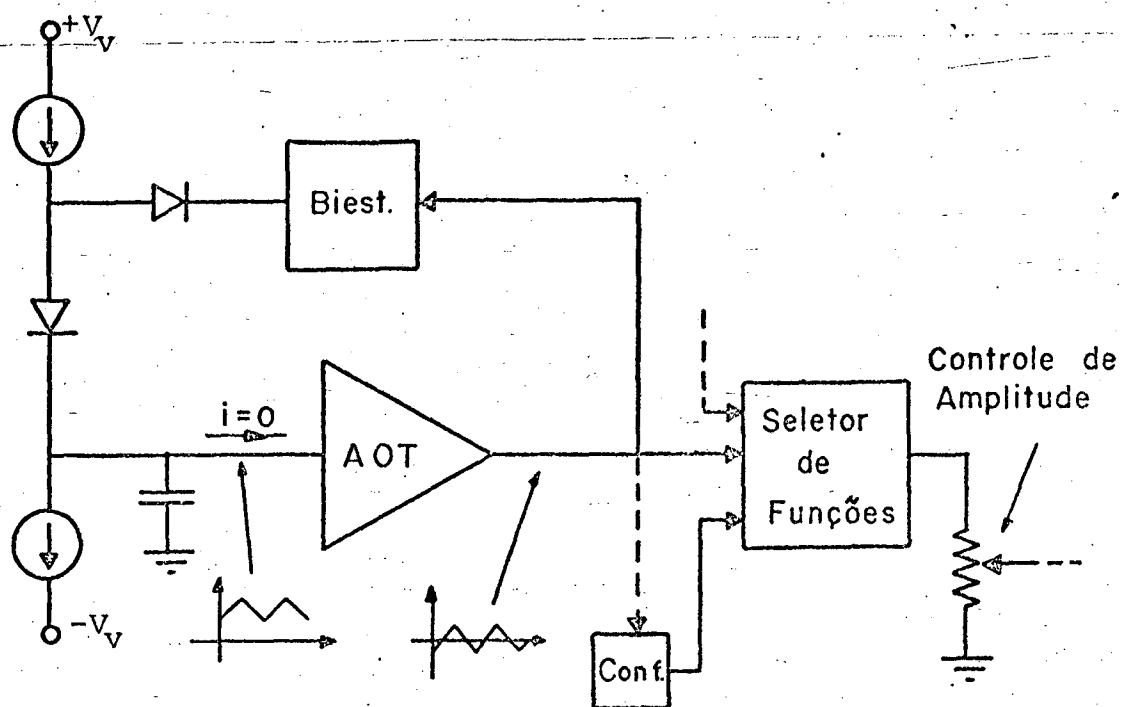


FIG. 2.9 - Inclusão de um amplificador no laço do oscilador

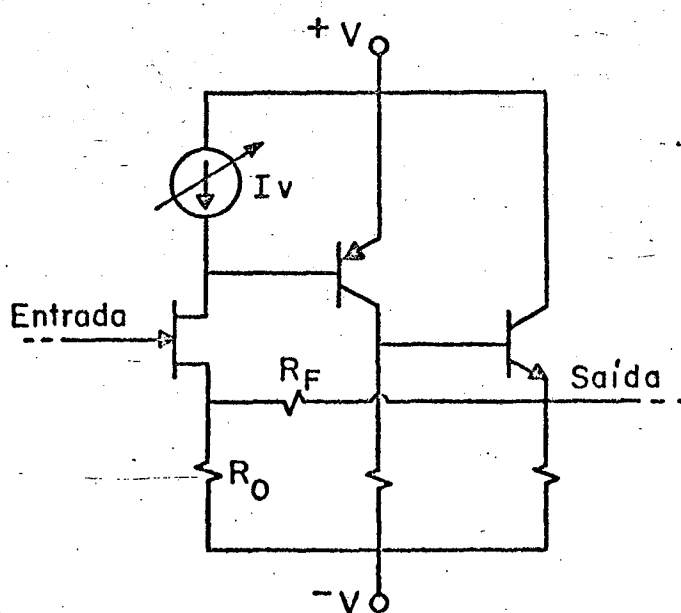


FIG. 2.10 - Amplificador de onda triangular

- Estabilidade do ganho em médias frequências.
- Frequência de corte suficientemente alta para evitar distorções e influência no comportamento do laço.
- Possibilidade de ajuste do valor médio da tensão no capacitor ( o valor médio na saída é fixado pelos níveis de comparação ).

O circuito da Fig. 2.10 mostra uma realização possível para o amplificador de onda triangular ( 9 ). Este amplificador apresenta um transistor de efeito de campo na entrada para garantir alta impedância de entrada. A carga deste transistor é ativa ( fonte  $I_V$  ) para proporcionar alto ganho em malha aberta e a variação de  $I_V$  permite o ajuste do valor médio da tensão no capacitor. A saída em seguidor de emissor proporciona baixa impedância de saída e a realimentação série-paralelo obtida com  $R_O$  e  $R_f$  proporciona relativa estabilidade dos parâmetros do amplificador e aumento da faixa de passagem.

#### 2.3.6 - A frequência ideal de oscilação ( $f_I$ )

A Fig. 2.11 mostra o bloco básico do gerador acrescentado do amplificador de onda triangular. Idealmente, assim que a tensão no capacitor atinge o valor  $V_T + V_{DC}$ , instantaneamente o biestável muda de estado e instantaneamente o capacitor passa a se descarregar. Efeito análogo ocorre quando a tensão atinge o valor  $-V_T + V_{DC}$ . Nestas condições, a frequência é obtida da equação ( 2-8 ). Se a relação entre a amplitude de saída e a de entrada do AOT é igual a unidade, então:

$$V_T = V_C$$

( 2-9 )

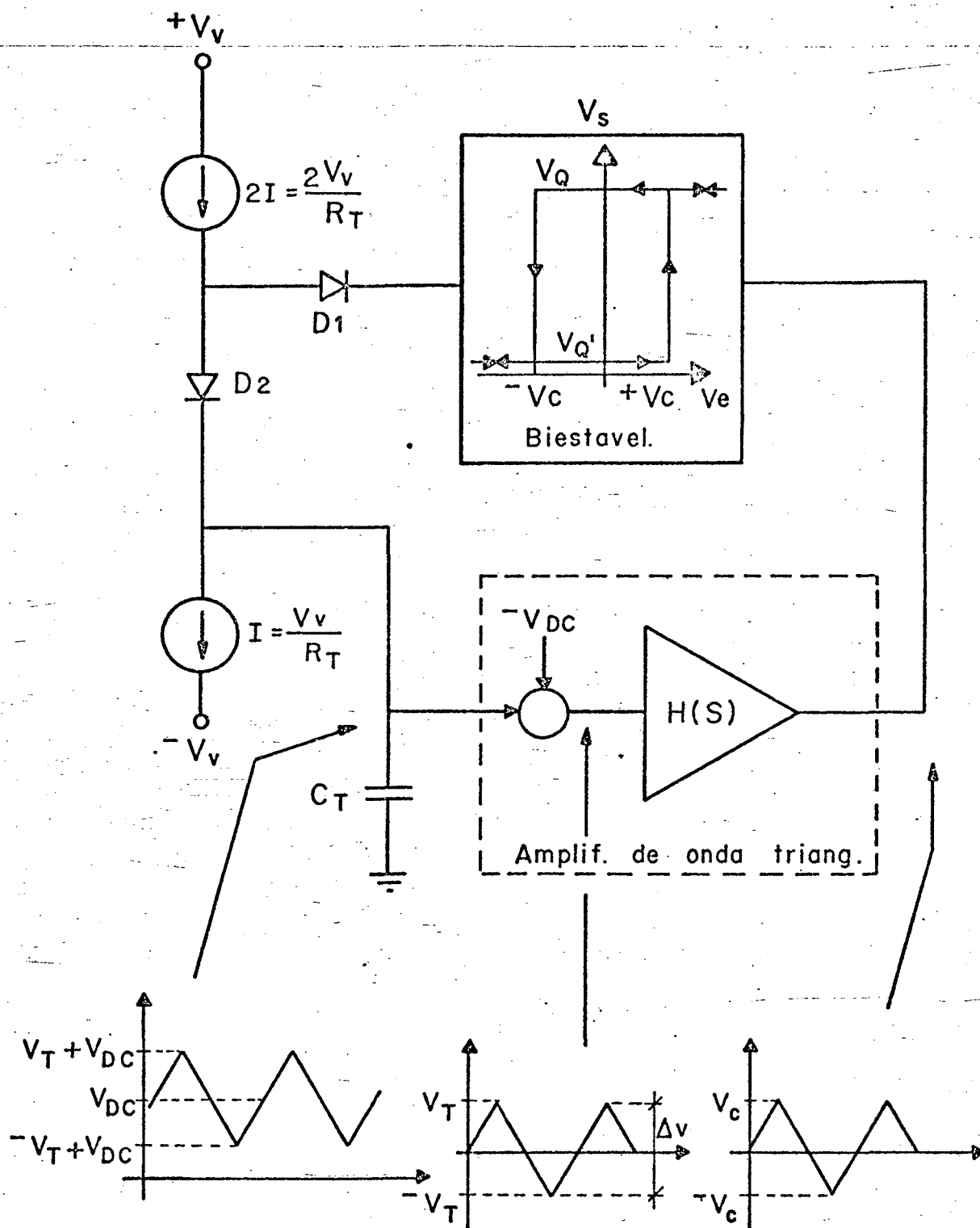


FIG. 2.11 - Bloco básico com inclusão do AOT



onde  $V_C$  é o nível de comparação.

Define-se como frequência ideal a frequência linearmente dependente da tensão  $V_V$ , obtida da equação ( 2-10 ).

$$f_I = \frac{V_V}{4R_T C_T V_C} \quad ( 2-10 )$$

### 2.3.7 - A frequência de oscilação real não compensada ( $f_{NC}$ )

Alguns desvios da operação ideal suposta no item 23.6, são importantes e devem ser considerados:

- a) As não idealidades dos componentes, tais como: não linearidades nas fontes de corrente, perdas do capacitor, correntes de polarização do amplificador, comportamento transitório das fontes de alimentação e efeitos de temperatura.
- b) A variação do módulo do ganho do amplificador de  $\omega$  da triangular com a frequência.
- c) O tempo de atraso no AOT (  $t_{A1}$  ).
- d) O tempo que o biestável leva para mudar de estado (  $t_{A2}$  ).
- e) O tempo que a chave eletrônica leva para operar (  $t_{A3}$  ).

As não idealidades do item "a" podem ser minimizadas pela escolha adequada de componentes. As demais, no entanto, tornam obrigatório o uso de técnicas especiais para fazer a correção dos efeitos indesejáveis no comportamento do laço, por elas provocados.

Definindo "K" como a relação entre a amplitude da

triangular de entrada e a amplitude do sinal de saída do AOT numa determinada frequência de operação, tem-se:

$$K = \frac{V_T}{V_C} \quad (2-11)$$

Então, define-se como frequência de oscilação dependente do ganho do AOT, a frequência  $f_G$  dada pela equação (2-12)

$$f_G = \frac{V_V}{4R_T C_T K V_C} \quad (2-12)$$

Consequentemente, o período do sinal será:

$$T_G = \frac{4R_T C_T K V_C}{V_V} \quad (2-13)$$

A influência de  $K > 1$  na forma de onda triangular na entrada do AOT é mostrada na Fig. 2.12.

Levando em conta os atrasos  $t_{A1}$ ,  $t_{A2}$  e  $t_{A3}$  e supondo atrasos iguais no semiciclo positivo e semiciclo negativo, relações geométricas nas curvas da Fig. 2.13 permitem escrever a equação do período real do sinal,  $T_{NC}$ , que depende tanto do ganho do AOT como dos atrasos no laço:

$$T_{NC} = T_G + 4(t_{A1} + t_{A2} + t_{A3}) \quad (2-14)$$

Consequentemente, a frequência real de oscilação, que será definida como frequência de oscilação não compensada,  $f_{NC}$ , será:

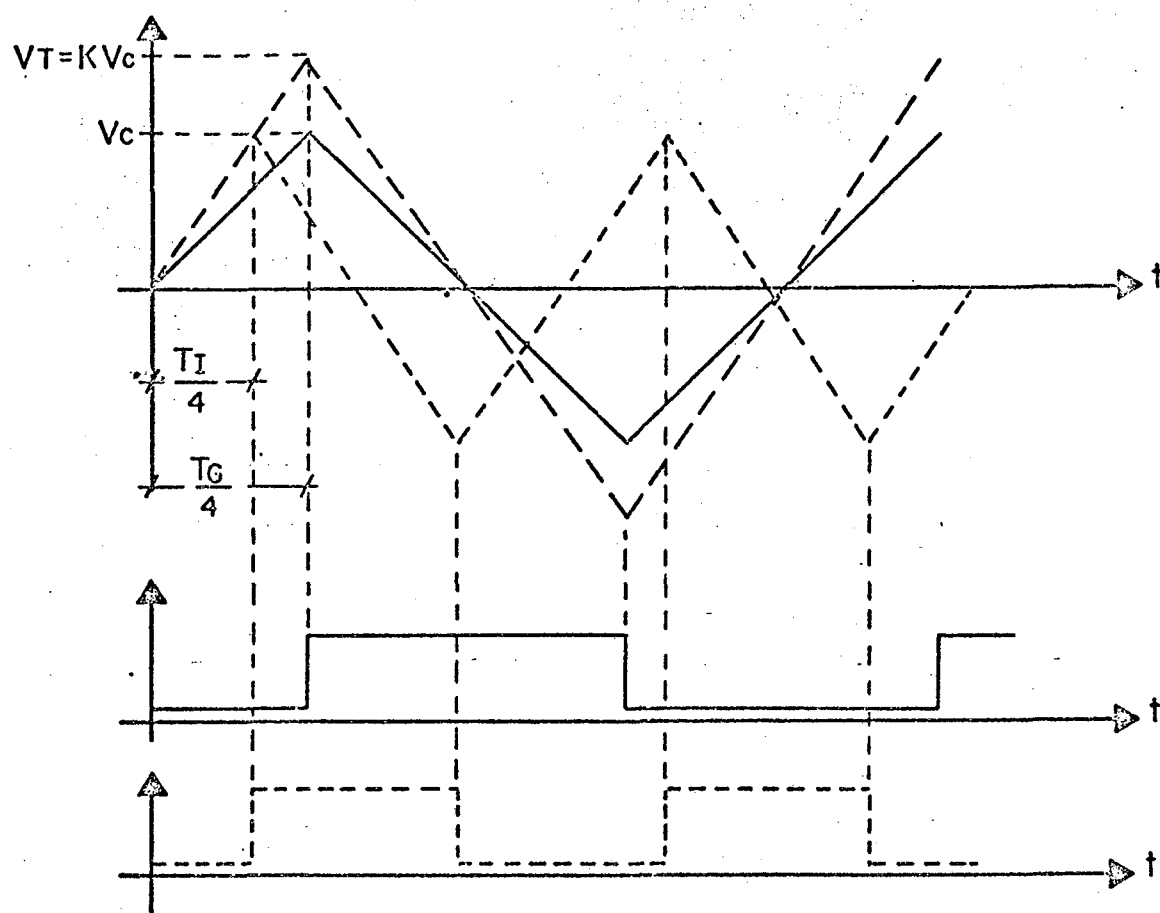


FIG. 2.12 - Influência do ganho do AOT na frequência de oscilação

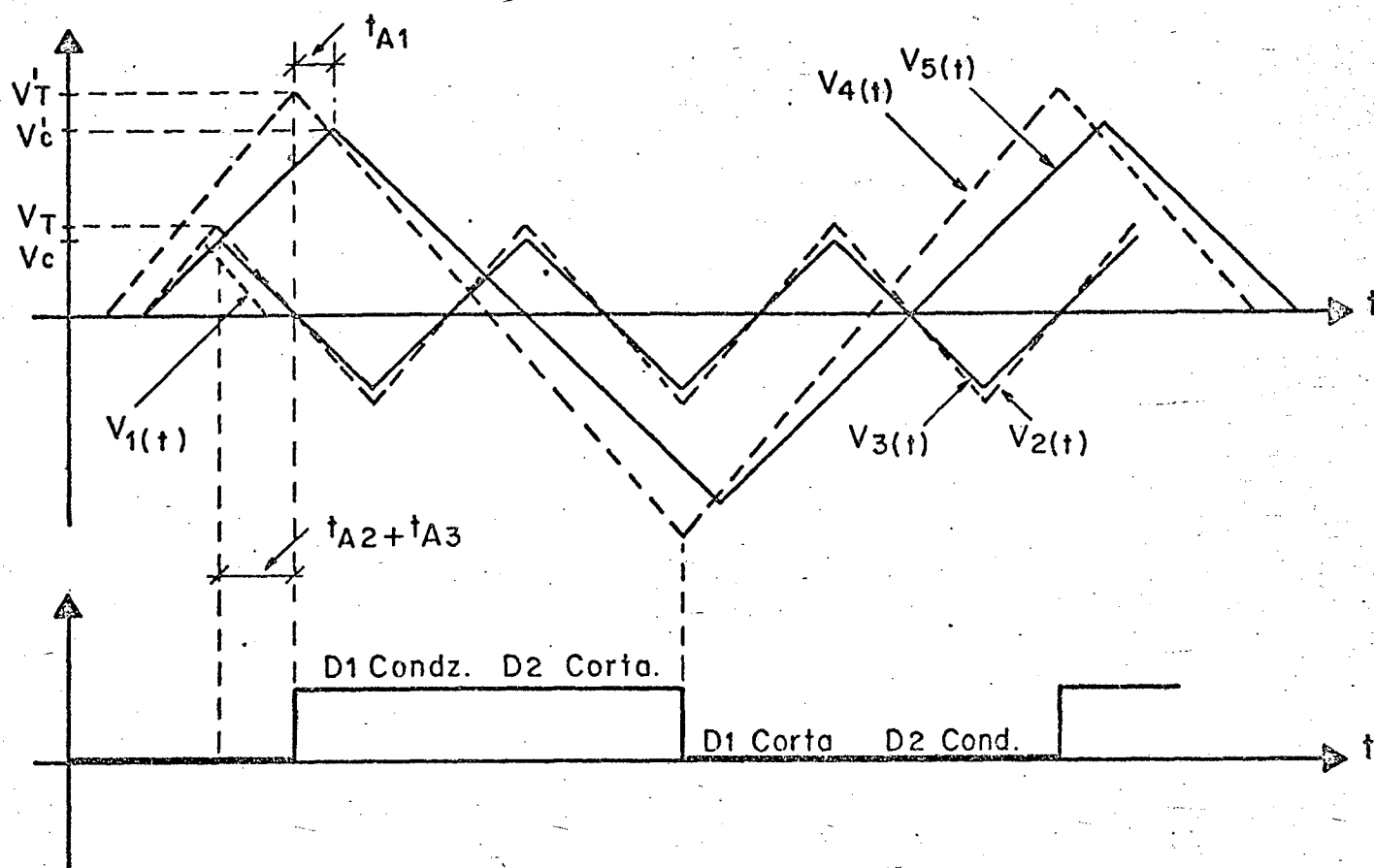


FIG. 2.13 - Influência do ganho do AOT e dos atrasos na frequência de oscilação

$$f_{NC} = \frac{1}{T_G + 4(t_{A1} + t_{A2} + t_{A3})} \quad (\text{2-15})$$

Sendo  $t_A$  a soma dos atrasos  $t_{A1}$ ,  $t_{A2}$  e  $t_{A3}$  e substituindo  $T_G$  da equação ( 2-13 ) na equação ( 2-15 ), tem-se:

$$f_{NC} = \frac{V_V}{4R_T C_T K V_C + 4t_A V_V} \quad (2-16)$$

Na Fig. 2.13 tem-se:

- $V_1(t)$ : forma de onda ideal em  $C_T$  e na saída do AOT
- $V_2(t)$ : forma de onda em  $C_T$  só considerando a influência de "K"
- $V_3(t)$ : forma de onda na saída do AOT só considerando a influência de "K"
- $V_4(t)$ : forma de onda em  $C_T$  considerando a influência de "K" e " $t_A$ "
- $V_5(t)$ : forma de onda na saída do AOT considerando a influência de "K" e " $t_A$ "

#### 2.3.8 - O circuito de correção dos efeitos do atraso.

Na Fig. 2.13 observa-se que a presença de atrasos no laço provoca um efeito equivalente ao aumento do nível de comparação  $V_C$ . Isto também pode ser observado se algumas modificações forem feitas na equação ( 2-16 ). Dividindo o numerador e o denominador por  $4R_T C_T K$ , tem-se:

$$f_{NC} = \frac{V_V}{4R_T C_T K \left( V_C + \frac{t_A V_V}{R_T C_T K} \right)} \quad (2-17)$$

Esta equação é semelhante a equação da frequência dependente do ganho  $f_G$ , tendo porém, o nível de comparação fixo somado a uma parcela variável diretamente proporcional ao atraso e a tensão de controle da frequência de oscilação.

A influência é tal que, para a frequência ideal de 1 MHz, tempo de atraso de apenas 60 ns e desprezando o efeito de K, são obtidos erros de 19% em frequência e de 24% na amplitude de pico da triangular.

Foi desenvolvido um programa para calculadoras programáveis TI-59 para o cálculo desses erros. Na frequência e atrasos citados os resultados são os mostrados na Tabela 1.

60.	TA
1.	FI
.8064516129	FNC
19.35483871	EX F
1.	VT
1.24	V'T
24.	EXVT

TABELA 1 - Resultados do programa para cálculos dos erros em frequência e amplitude para um dado tempo de atraso.

A anulação do efeito indesejável provocado pelo atraso, que é o aumento virtual do nível de comparação, pode ser feita se  $V_C$  for substituído por um novo valor  $V_{CN} < V_C$  de tal forma que o novo nível de comparação  $V'_{CN}$  coincida com  $V_C$ . Se isto for conseguido, a frequência passará a ser apenas dependente do ganho. A Fig. 2.14 ilustra o que foi dito.

Substituindo  $V_C$  por  $V_{CN}$  na equação (2-17), será obtida a frequência com atraso corrigido  $f_{AC}$ .

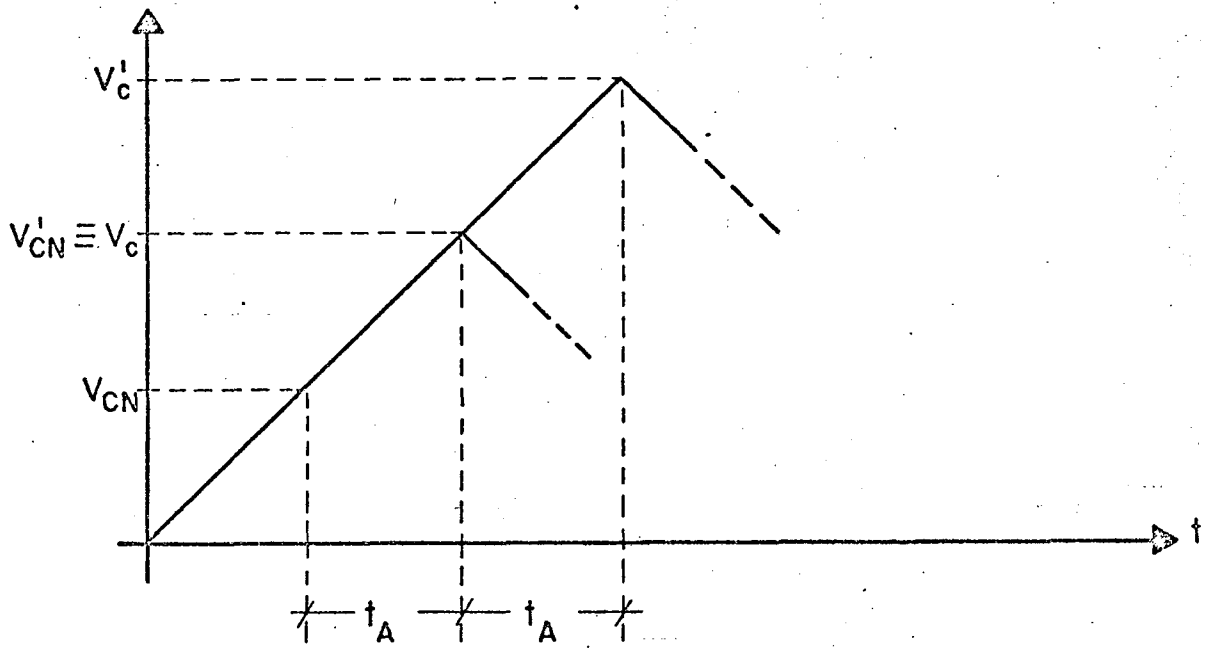


FIG. 2.14 - Substituição de  $V_C$  por  $V_{CN} < V_C$

$$f_{AC} = \frac{V_V}{4KR_T C_T (V_{CN} + \frac{t_A V_V}{KR_T C_T})} \quad (2-18)$$

Fazendo  $V_{CN} = V_C - V_{CV}$ , obtem-se:

$$f_{AC} = \frac{V_V}{4KR_T C_T (V_C - V_{CV} + \frac{t_A V_V}{KR_T C_T})} \quad (2-19)$$

Se  $V_{CV} = \frac{t_A V_V}{KR_T C_T}$ , tem-se:

$$f_{AC} = f_G = \frac{V_V}{4KR_T C_T V_C} \quad (2-20)$$

O circuito da Fig. 2.15 corrige o efeito do atraso para  $K$  e  $t_A$  independentes da frequência, e para atrasos no semiciclo positivo iguais aos atrasos do semiciclo negativo.

### 2.3.9 - Considerações sobre as limitações do circuito de correção

O circuito da Fig. 2.15 corrige os efeitos dos atrasos se estes forem constantes, forem iguais em ambos os semi-ciclos e se  $K$  for constante. A seguir, serão feitos comentários sobre estas limitações:

a) A dependência do atraso com a frequência

O atraso mais significativo das três componentes de  $t_A$  é o atraso  $t_{A2}$  proporcionado pelo circuito



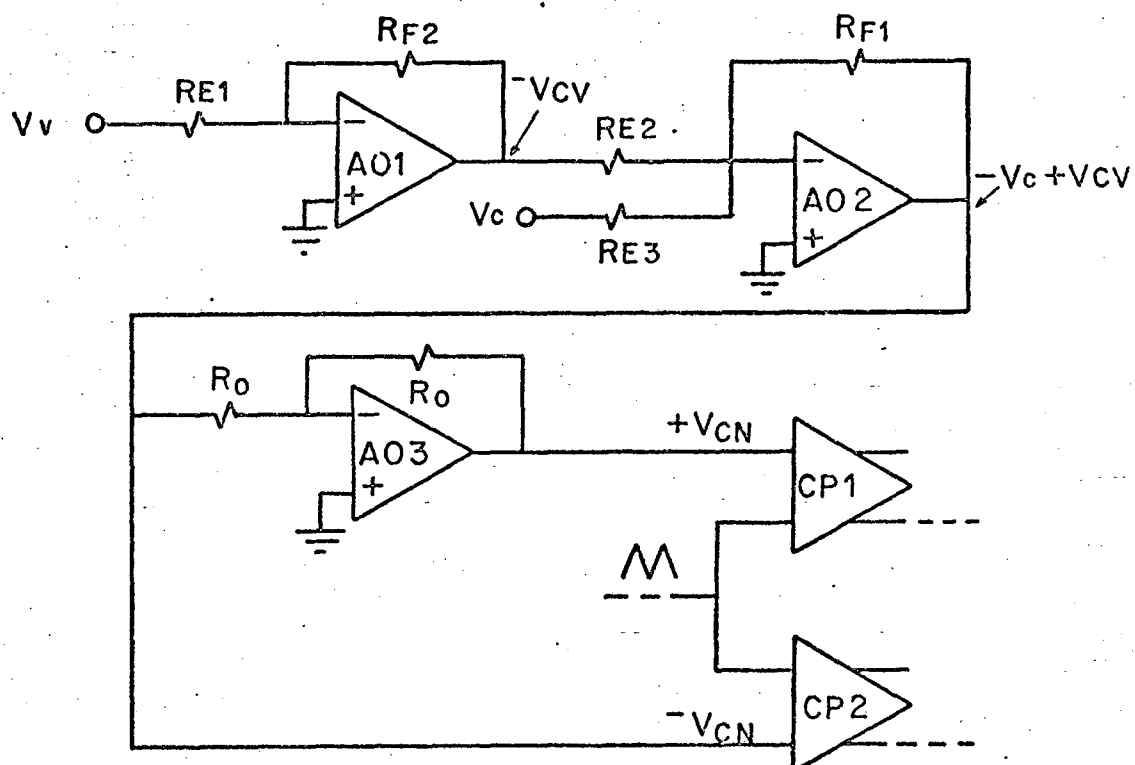


FIG. 2.15 - Circuito que possibilita a correção dos efeitos dos atrasos.

biestável. Este atraso é praticamente independente da frequência pois depende basicamente dos tempos de propagação dos comparadores e das portas TTL. O atraso provocado pela chave eletrônica tem uma certa dependência com a frequência porém,  $t_{A3}$  é a parcela menos significativa de  $t_A$ . O atraso proporcionado pelo AOT será uma parcela constante do atraso dentro da faixa de utilização do gerador se as singularidades deste amplificador forem escolhidas dentro de certos critérios.

$$\text{Então: } t_A \approx t_{A1} + t_{A2} = \text{constante} \quad (2-21)$$

- b) Os atrasos no semi-ciclo positivo e no semi-ciclo negativo.

Tanto o AOT como CHE proporcionam atrasos iguais nos dois semi-ciclos. O AOT por ser um circuito linear dentro da faixa de operação e a chave por envolver, em cada comutação, o corte de um diodo e a condução de outro. Esta igualdade porém não se verifica no biestável. Analizemos a Fig. 2.8 onde não estão computadas as influências do amplificador e da chave. Quando  $v_T(t)$  atinge o valor  $+V_T$ , CP1, NE1 e NE2 mudam de estado provocando o desvio de corrente. Cada um desses circuitos contribui para o atraso total  $t_{A2}$  do semi-ciclo positivo. Quando  $v_T(t)$  atinge o valor  $-V_T$ , apenas CP2 e NE2 mudam de estado antes que a corrente seja

novamente desviada. Portanto a tensão  $-V_T'' > -V_T'$  será atingida num tempo menor.

A consequência deste fato é que o valor médio da onda triangular torna-se diferente de zero e a forma de onda  $V_Q(t)$  torna-se assimétrica.

Uma solução simples e eficiente que não implica em sofisticar o circuito de correção do atraso, consiste em colocar uma rede de atraso entre CP2 e NE2, atraso este, igual ao proporcionado pela porta NE1 conforme é mostrado na Fig. 2.16. Desta forma, os atrasos em ambos os semi-ciclos se tornarão iguais.

#### c) A variação de K com a frequência

O item 2.3.10 será dedicado ao estudo da variação de K com a frequência. A validade da correção do atraso, desprezando este fator, será mostrada no apêndice 1.

### 2.3.10 - A variação de K com a frequência

A operação útil do oscilador, deve ocorrer com uma onda triangular com baixo nível de distorção na saída do AOT. Isso implica em ter-se resposta em frequência suficientemente ampla, de modo que as frequências harmônicas de interesse tenham pouca atenuação de amplitude e sofram o mesmo atraso de tempo. No entanto, sob o ponto de vista das alterações provocadas na frequência de oscilação, não é propriamente a forma de onda de saída do AOT que afetará a frequência, mas sim o atraso ( $t_{A1}$ ) do pico de saída em relação ao pico de entrada e a relação (K) entre as amplitudes

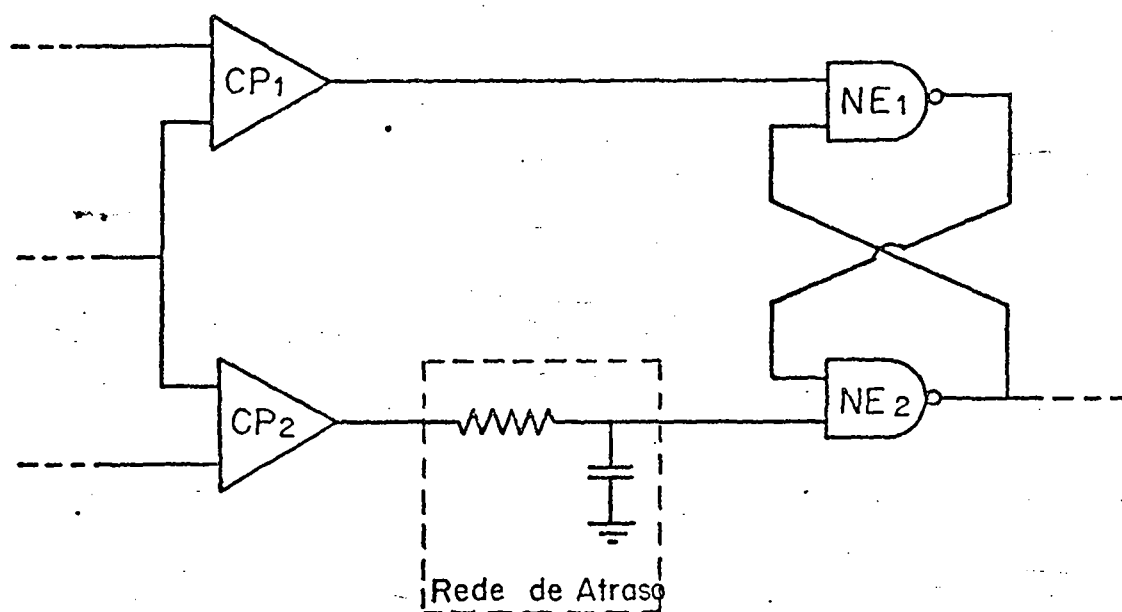


FIG. 2.16 - Inclusão proposital de um atraso no biestável

destes.

Para o AOT utilizado, que tem acoplamento direto, a função de transferência é do tipo apresentado na equação ( 2-22 ). O desenvolvimento em série de Taylor desta equação (equação(2-23)) apresentará  $\alpha$  constante para toda a faixa de frequência de interesse, se as singularidades de  $G(jw)$  obedecerem certos critérios.

$$G(jw) = G_{VO} F(jw) \quad \begin{array}{l} F(jw) \rightarrow 1 \\ w \rightarrow 0 \\ F(jw) \rightarrow 0 \\ w \rightarrow \infty \end{array} \quad ( 2-22 )$$

$$K = G_{VO} (1 + \alpha f_G) \quad ( 2-23 )$$

No apêndice 4 mostra-se que a função de transferência do amplificador em questão é do tipo da equação (2-24) e também que neste caso, o coeficiente  $\alpha$  é uma constante inferior a 0,02.

$$G_O(jw) = \frac{G_{VO}}{jw \left( \frac{\sigma}{w_O} \right) + 1 - \left( \frac{w}{w_O} \right)^2} \quad 0 \leq \sigma \leq 2 \quad ( 2-24 )$$

Para  $\alpha \leq 0,02$ , cálculos utilizando as equações (2-12) e (2-23) mostram que o erro de  $f_G$  em relação a  $f_I$  é da ordem de 2% ou menor. Assim, se na equação de  $K$  em vez de ser utilizado o valor da frequência dependente do ganho,  $f_G$ , for utilizado o valor da frequência ideal,  $f_I$ , estará sendo introduzido um erro em torno de 2% no erro, para frequências de operação da ordem de 1MHz.

Substituindo  $f_G$  na equação de  $K$  por  $f_I$  obtido da equação (2-10), tem-se:

$$K \cong G_{VO} \left( 1 + \alpha \frac{V_V}{4R_T C_T V_C} \right) \quad ( 2-25 )$$

Substituindo K obtido da equação ( 2-25 ) na equação ( 2-20 ), para  $G_{VO} = 1$ , tem-se:

$$f_G = \frac{V_V}{4R_T C_T V_C + \alpha V_V} \quad ( 2-26 )$$

$$f_G = \frac{V_V}{4R_T C_T \left( V_C + \alpha \frac{V_V}{4R_T C_T} \right)} \quad ( 2-27 )$$

Analizando a equação ( 2-27 ), observa-se, a exemplo do efeito provocado pelo atraso, a variação de K com a frequência provoca um efeito que é também equivalente ao aumento do nível de comparação, proporcional ao coeficiente angular  $\alpha$  e a tensão de controle da frequência. Portanto, uma correção do mesmo tipo já aplicada, poderá corrigir os efeitos provocados pela variação de K. Substituindo  $V_C$  por  $V'_{CN} = V_C - \alpha V_V / 4 R_T C_T$  na equação ( 2-27 ), obtem-se a frequência de oscilação compensada,  $f_C$ , que é a frequência ideal  $f_I$  a menos das simplificações feitas quando na correção do atraso, e na substituição de  $f_G$  por  $f_I$  na equação de K. Assim:

$$f_C = f_I = \frac{V_V}{4 R_T C_T V_C} \quad ( 2-28 )$$

O circuito de correção dos efeitos do atraso, poderá ser utilizado para corrigir o efeito de K, se for somada uma parcela constante  $\alpha/4R_T C_T$  à parcela  $t_A/R_T C_T$ . Então:

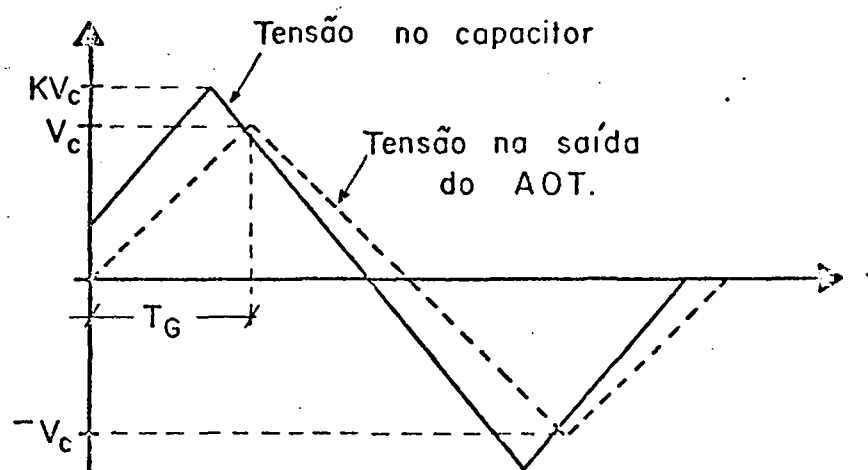


FIG. 2.17 - Formas de onda de entrada e saída do AOT sem correção dos efeitos da variação de "K".

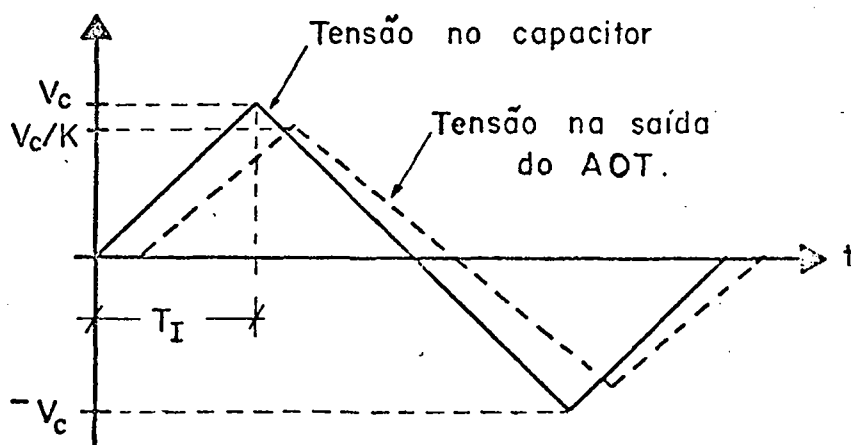


FIG. 2.18 - Formas de onda de entrada e saída do AOT com correção dos efeitos da variação de "K".

$$V_{CN} = V_C - \left( \frac{\alpha}{4R_T C_T} + \frac{t_A}{R_T C_T} \right) V_v \quad ( 2-29 )$$

Esta correção, troca a situação em que se tinha aumento da tensão em  $C_T$  com a frequência e constância da amplitude de saída do AOT, fixada pelos níveis de comparação, pela situação em que os níveis de comparação diminuem com a frequência para manter constante a amplitude no capacitor ( Fig. 2.17 e Fig. 2.18 ). O inconveniente desta correção é que a triangular de saída do AOT que terá a amplitude diminuída com a frequência é a onda triangular que será aplicada no amplificador de potência.

## 2.4 - ESTUDO DO CIRCUITO DE CONTROLE DIGITAL DE FRE- QUÊNCIA

### 2.4.1 - Vantagens do controle digital sobre o controle analógico.

A Fig. 2.19 mostra, sob a forma de diagrama em bloco, um controle analógico de frequência e a Fig. 2.20, um controle digital. No controle analógico, a frequência das formas de ondas geradas é proporcional ao ângulo de rotação do cursor de um potenciômetro, enquanto que, no controle digital, a frequência depende do número de pulsos aplicados à entrada ( UP ou DOWN ) de um contador.

O potenciômetro utilizado no controle analógico deve apresentar características especiais tais como, linearidade, ângulo máximo de rotação igual para todos os potenciômetros fabricados, baixa tolerância e proporcionar baixa deriva, entre outras. Estes são potenciômetros de alto custo e de difícil aquisição no



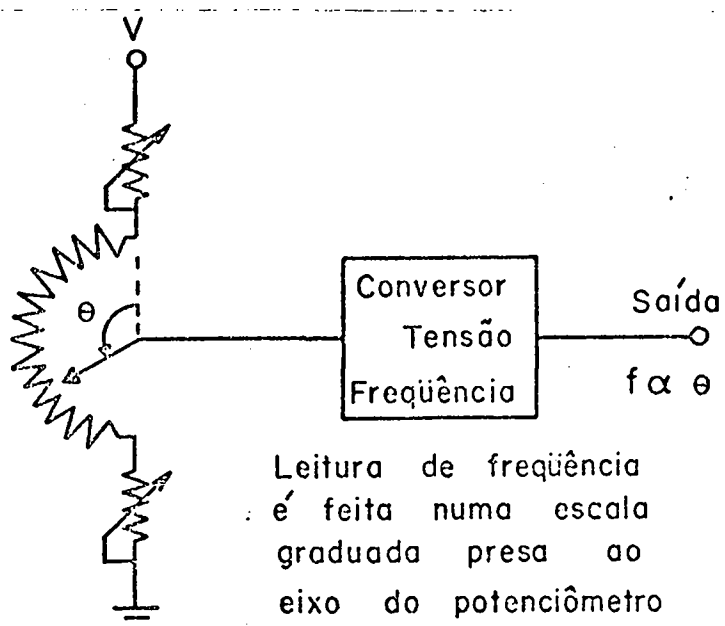


FIG. 2.19 - Controle analógico de freqüência

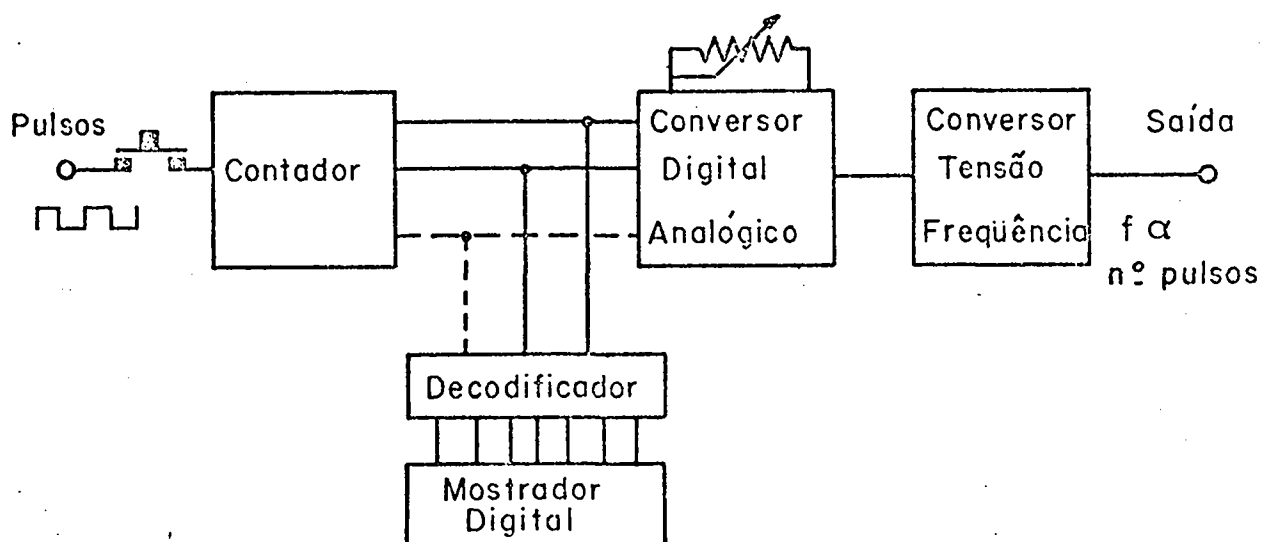


FIG. 2.20 - Controle digital de freqüência

comércio. Nos potenciômetros de fio ( que proporcionam menor deriva ) comerciais convencionais, são encontrados os seguintes inconvenientes:

- a) Variações bruscas de resistência e, consequentemente, de tensão e de frequência, no início e fim de curso. A colocação de batentes para eliminar este problema, ocasiona o aparecimento de outros dois; a dificuldade de precisar a posição dos batentes para garantir um ângulo igual de rotação máxima para vários potenciômetros, e o fato de que os batentes cedem, quando forçados, fazendo variar as frequências de início e fim de curso de acordo com a pressão exercida.
- b) Pouca linearidade ao longo do curso.

Outros fatores que justificam a utilização do controle digital são:

- a) No controle analógico são necessários dois resistores auxiliares para a calibração das frequências máxima e mínima dentro de uma década, sendo que o processo de calibração é iterativo.
- b) O projeto de um gerador preciso de onda triangular ( ou rampa ) de baixa frequência para a obtenção de varredura interna, pode ser feito, basicamente, liberando o contador de pulsos e fazendo duas comparações binárias para aplicar os pulsos, ora na entrada "UP", ora na entrada "DOWN". Desta forma, os circuitos existentes serão usados na geração do sinal de varredura, utilizando a técnica

de geração que utiliza circuitos digitais (1).

- c) A leitura da frequência pode ser feita num mostrador digital, e o circuito que possibilita esta leitura dispensa todo e qualquer tipo de ajuste.
- d) O custo de todo o circuito digital para operação normal e operação com varredura, é menor em relação ao seu equivalente analógico.

#### 2.4.2 - Os contadores, a conversão digital-analógica e a leitura da frequência.

Os contadores binários e BCD usados ( 74193 e 74192 ) com o conversor digital analógico e com o mostrador digital, respectivamente, são do tipo programável. Isso significa que se pode forçar o aparecimento de um número em suas saídas, desde que esse número seja previamente colocado em algumas entradas especiais, e uma outra entrada chamada "LOAD" seja aterrada ( Fig. 2.21 ).

Essas vantagens, oferecidas pelos contadores 74193 e 74192, são particularmente úteis nas seguintes situações:

- a) Quando o circuito é ligado, os contadores são sincronizados de tal forma que o número programado corresponderá a uma tensão de saída  $V_v$  que será convertida na frequência de  $1.0 \times M$ , onde  $M$  é um multiplicador que depende da década de operação desejada, e o número BCD programado fará o mostrador digital apresentar o número 1.0.
- b) Este sincronismo também é necessário quando se passa da operação varredura para operação normal.
- c) Para dar uma facilidade de operação ao usuário se

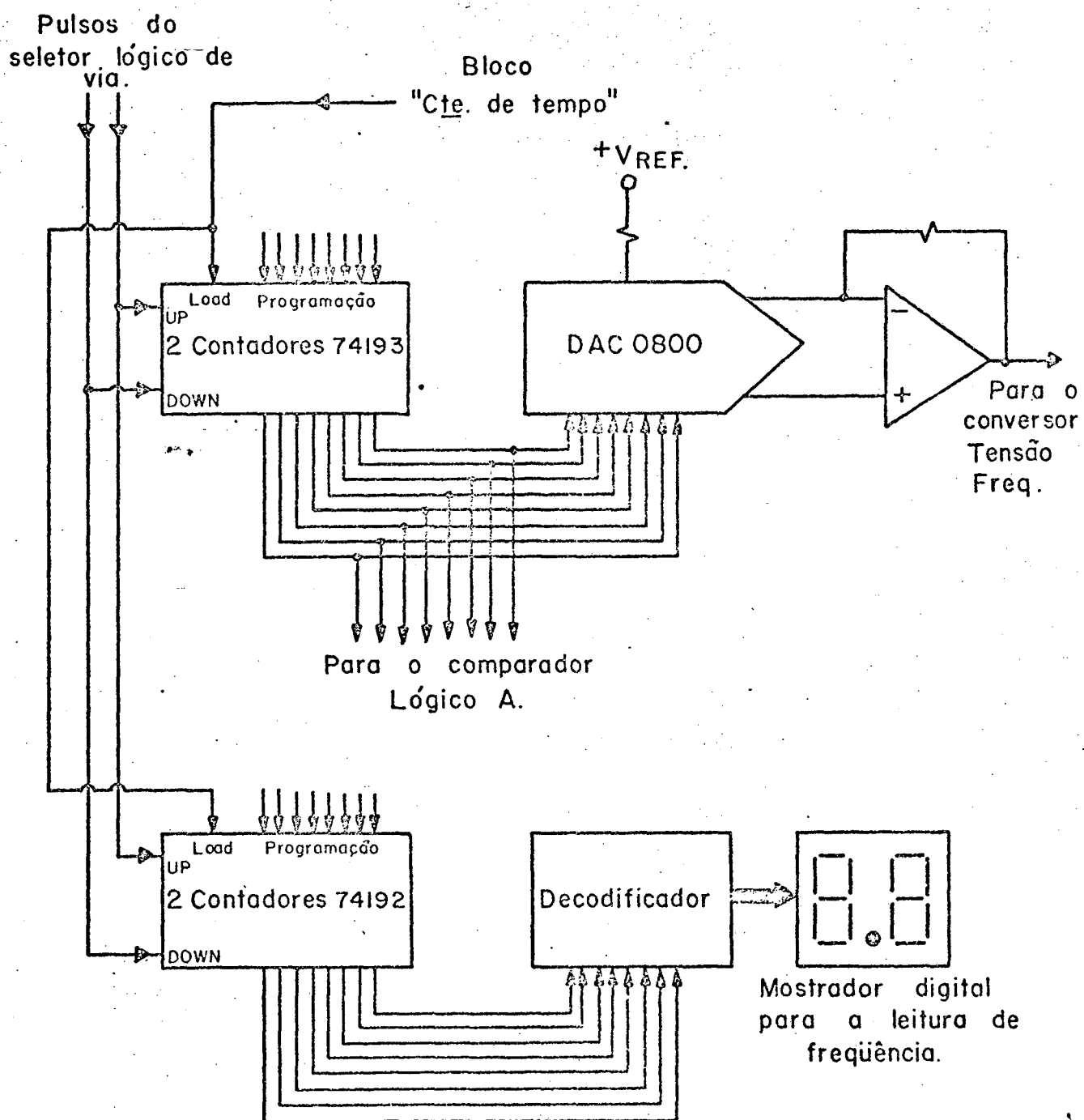


FIG. 2.21 - Conversão digital-analógica e leitura de frequência

este pressionar as teclas CH1 e CH2 simultaneamente. Se é desejado que a frequência aumente, pressiona-se CH1, porém, logo se chegará à frequência máxima de operação dentro de uma década que é, por exemplo,  $9.9 \times M1$ . Se é desejável aumentar a frequência ainda mais, o simples acionamento da chave de décadas multiplicará esta frequência por 10. Porém, se as chaves CH1 e CH2 forem pressionadas simultaneamente, será obtida a frequência de  $1.0 \times 10 M1$  ou, simplesmente,  $10 \times M1$ .

O conversor digital analógico utilizado é o integrado DAC 0800 de 8 bits. Como os integrados 74193 e 74192 são contadores de 4 bits, serão necessários dois contadores binários e dois contadores BCD. Na Fig. 2.22 é apresentada a variação da tensão na saída do amplificador operacional que deve ser ligado com o conversor digital analógico, quando o sinal do gerador de pulsos é aplicado nas entradas "UP" ou "DOWN" dos contadores.

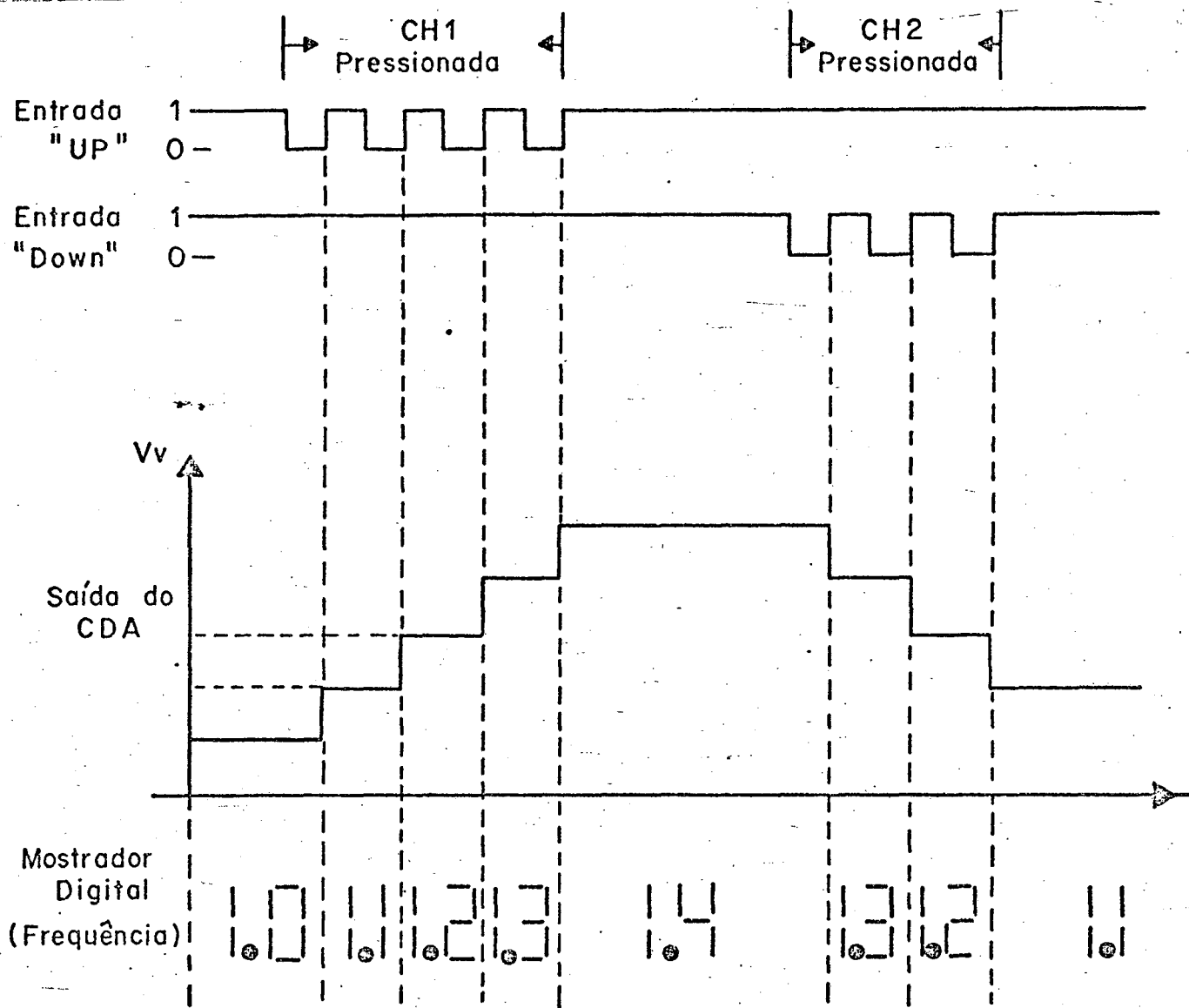


FIG. 2.22 - Formas de onda em operação normal

### 2.4.3 - O controle de frequência em Operação Normal

A Fig. 2.23 apresenta o circuito que permite o controle de frequência em operação normal, assim como, em conjunto com o circuito da Fig. 2.21, permite a geração do sinal de varredura. Com a chave CH3 indicando operação normal, assim que o circuito é ligado, o mostrador digital indica a frequência de 1.0 u.f.. Neste instante tem-se  $CA2=0$ , que garantirá  $D = 1$  independentemente das saídas dos FLIP-FLOP "B" e "C". Então, se CH2 for pressionada nada acontece, porém, se CH1 for pressionada, o primeiro contato que ocorrer na chave ocasionará a mudança de estado nas saídas do FLIP-FLOP "B" e estes novos níveis provocarão o aparecimento dos pulsos na saída "U" do Seletor Lógico de Via. Se a pressão na chave for mantida, a frequência irá aumentando até um valor desejado  $\leq 9.9$  u.f. Na frequência de 9.9 u.f., o comparador lógico "A" inibe a saída "U". Se, agora, CH2 for pressionada, a frequência diminuirá de valor.

### 2.4.4 - A geração do sinal de varredura.

A geração do sinal de varredura é obtida aplicando os pulsos ora na entrada "UP", ora na entrada "DOWN" dos contadores. Essas mudanças são feitas automaticamente pelo FLIP-FLOP "A" que simula o fechamento das chaves de pressão CH1 e CH2. Quando o contador binário apresenta o número 00000000 nas suas saídas, este valor é detectado pelo comparador lógico "A" ( $CA2=0$ ) que provoca a mudança de estado do FLIP-FLOP "A". Os FLIP-FLOP "B" e "C" detectam esta mudança e atuam no seletor lógico de via fazendo com que os pulsos apareçam na saída "U". Os contadores passarão a contar "para cima" até que o binário 11111111 seja atingido. O compa

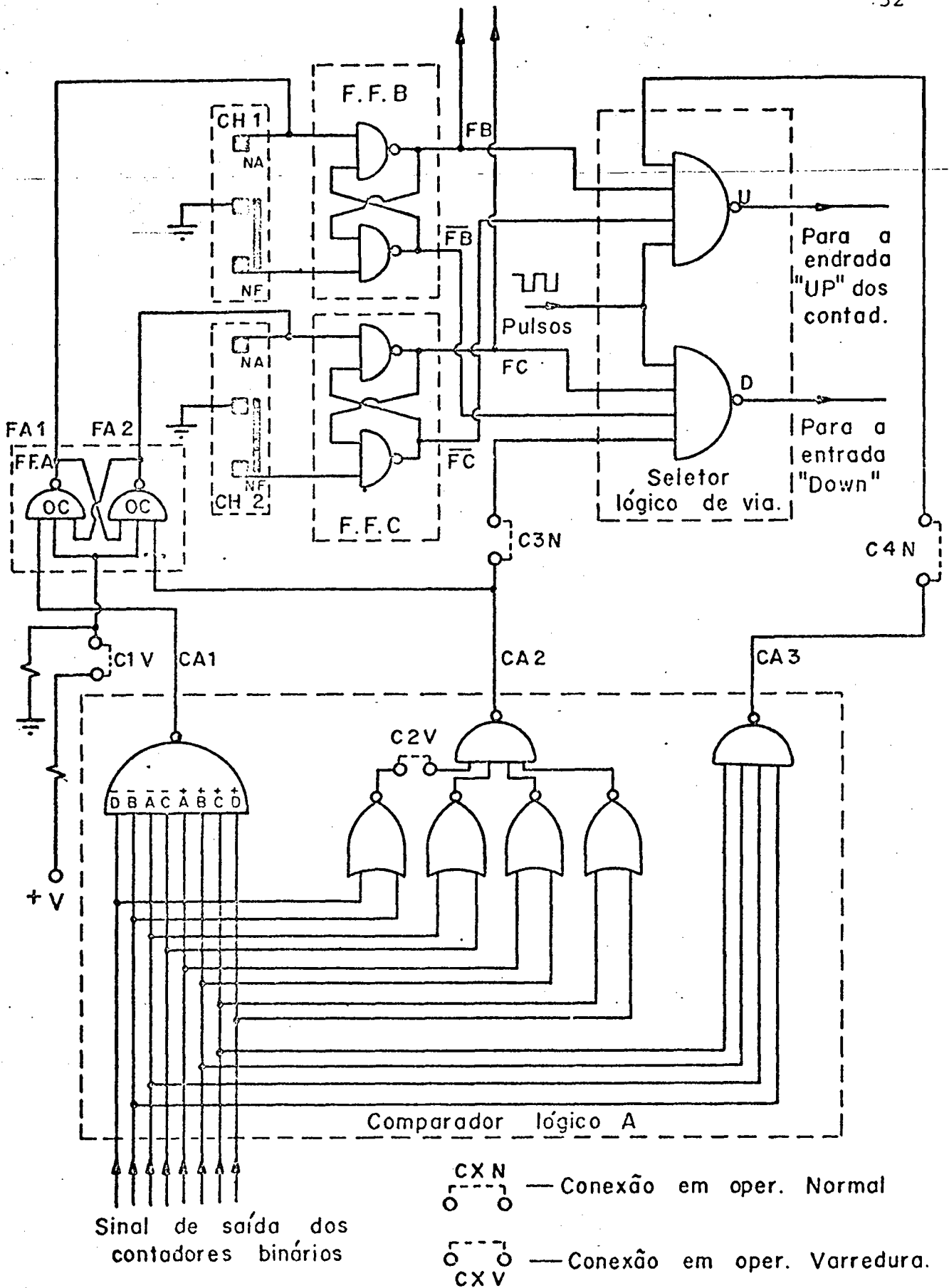


FIG. 2.23 - Circuito de comando da frequência



rador lógico "A" detecta este valor (  $CA1 = 1$  ) e provoca a mudança de estado nos FLIP-FLOP, culminando com o aparecimento dos pulsos na saída "D" do seletor lógico de via. Os contadores passarão a contar "para baixo" até o binário 00000000 e assim por diante.

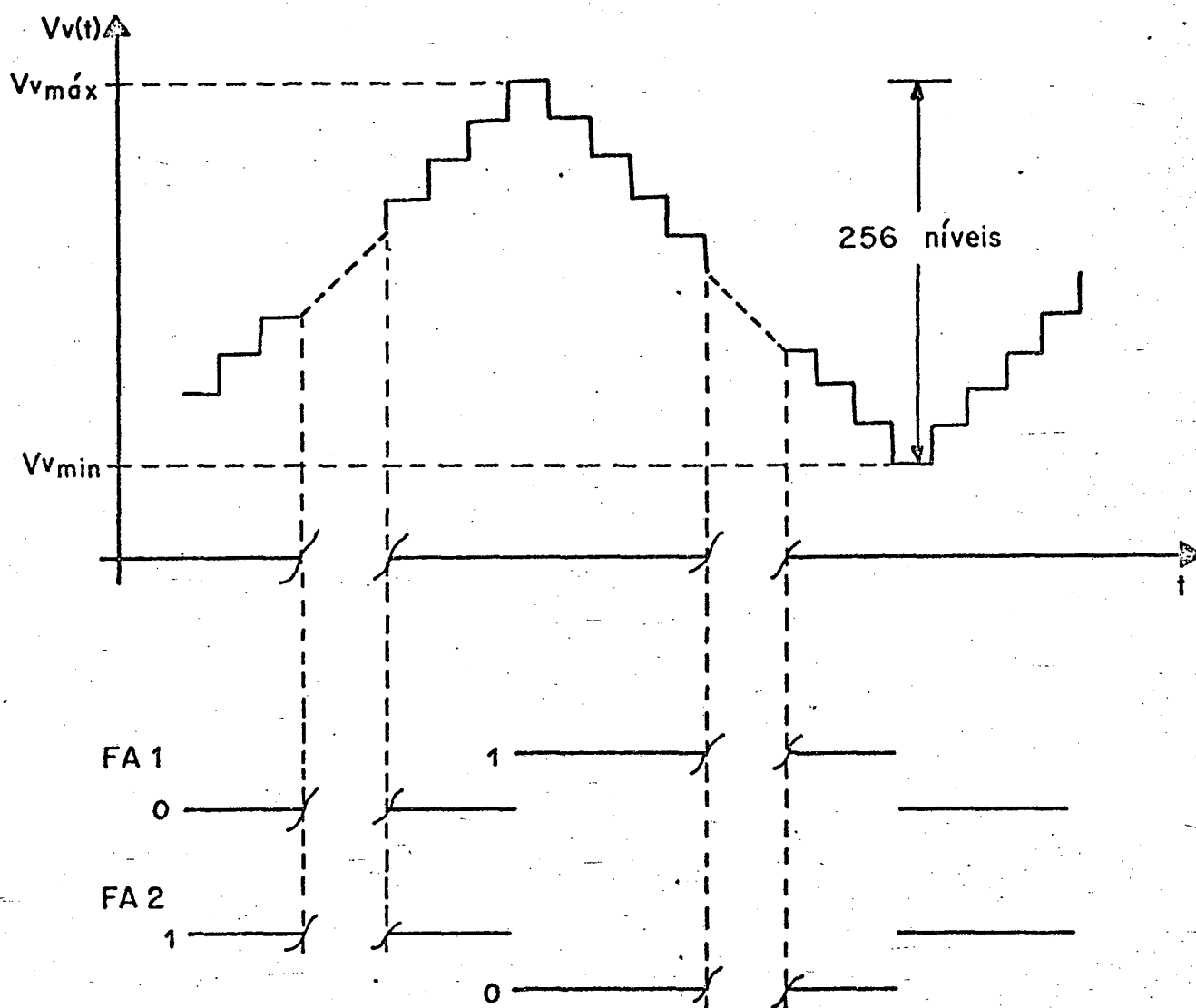
O processo de contagens "para cima" e "para baixo" se mantém, até que a chave CH3 seja colocada em operação normal. Na Fig. 2.24 está apresentada a forma de onda  $V_V(t)$  gerada. As frequências  $f_{Imax}$  e  $f_{Imin}$  de oscilação do gerador de função, correspondentes às tensões  $V_{vmáx}$  e  $V_{vmin}$  respectivamente, são dependentes da posição da chave CH5.

#### 2.4.5 - O Gerador de pulsos.

Os pulsos que devem ser aplicados ao seletor lógico de via, podem ser obtidos do integrado 555 em configuração astável ( 12 ) como mostrado na Fig. 2.25. A variação da frequência dos pulsos, necessária para que sejam obtidas várias frequências do sinal de varredura e duas velocidades de busca de frequência em operação normal, pode ser obtida tanto pela variação dos resistores  $R_A$  e  $R_B$ , como pela variação do capacitor  $C_p$ . O resistor variável  $R_p$  permite ao usuário fazer uma variação contínua da frequência do sinal de varredura.

#### 2.4.6 - O comparador lógico B e o circuito "constante de tempo".

Quando o gerador de função é ligado com CH3 indicando operação normal, todos os circuitos são alimentados e a tensão  $V_x$ , indicada na Fig. 2.26, terá um crescimento exponencial proporcionalmente lento. Isto simula um "terra" nas entradas especiais "LOAD", sincronizando os contadores ( O mostrador digital indica



FA 1 = 0  $\longleftrightarrow$  Simula o fechamento de CH 1.

FA 2 = 0  $\longleftrightarrow$  Simula o fechamento de CH 2.

FIG. 2.24 - Formas de onda em operação varredura.



rá a frequência 1.0 u.f. ).

Este sincronismo também acontecerá, se CH1 e CH2 forem pressionadas simultaneamente. O comparador lógico B detectará as mudanças de estado dos FLIP-FLOP "B" e "C" e forçará  $V_x = 0$ .

Por último, na passagem de operação varredura para operação normal, o circuito constante de tempo também proporcionará a simulação de um "terra" nas entradas "LOAD", pois as ligações de CH3 garantem que o capacitor estará descarregado antes da mudança de operação.

## CAPÍTULO 3

## PROJETO

3.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão projetados os diversos circuitos do gerador. Visam atender as especificações, já mencionadas nos capítulos anteriores, sendo apresentadas, a seguir, de uma forma condensada.

- Geração de frequências desde 1Hz a 1MHz em seis décadas de operação.
- Possibilidade de obter variação discreta da frequência pelo acionamento de chaves de pressão.
- Leitura de frequência num mostrador de dois dígitos.
- Possibilidade de obter uma frequência cujo valor é a média aritmética de duas frequências consecutivas, pelo acionamento de uma chave de pressão.
- Obtenção de varredura em duas décadas, com seis opções. ( 0,1Hz a 10Hz, 1Hz a 100Hz, 10Hz a 1kHz, 100Hz a 10kHz, 1kHz a 100 kHz e 10kHz a 1MHz. )
- Quatro frequências do sinal de varredura em posição calibrada, com possibilidade de descalibração, e duas velocidades de busca de frequência ( rápida e lenta ) em operação normal.

### 3.2 - DETERMINAÇÃO DOS VALORES DOS CAPACITORES $C_T$ .

É conveniente limitar o valor de  $C_T$  na faixa  $1nF \leq C_T \leq 1\mu F$ . O limite inferior é conveniente porque capacitâncias menores que  $1nF$  serão influenciadas pela capacitância de entrada do AOT e eventuais capacitâncias parasitas. O limite superior é dado, pela disponibilidade no comércio, de capacitores de boa qualidade e alto valor.

Como a frequência de oscilação é inversamente proporcional ao valor de  $C_T$ , pequenas capacitâncias estão associadas a altas frequências. Desta forma, com o objetivo de minimizar comprimentos grandes de fios e, conseqüentemente, de efeitos indutivos prejudiciais em altas frequências, o valor comercial de  $C_{T1} = 1nF$  será mantido nas três últimas décadas, ou seja, não haverá chaveamento de capacitor nas altas frequências. Nas três primeiras décadas no entanto, o valor comercial de  $C_{T2} = 1\mu F$  será colocado em paralelo com  $C_{T1}$  (Fig. 3.1).

### 3.3 - A TENSÃO DE CONTROLE DA FREQUÊNCIA EM OPERAÇÃO NORMAL. DETERMINAÇÃO DOS VALORES DOS RESISTORES $R_T$ .

Em operação normal, os resistores  $R_T$  das fontes de corrente terão de ser submetidos à tensão  $V_v$ , que deverá excursionar desde  $V_{vmin}$  até  $V_{vmáx}$ , para que sejam obtidas as frequências  $f_{Imin}$  e  $f_{Imáx}$ , respectivamente, dentro de uma década. Se  $V_{vmáx}$  for feito aproximadamente dez vezes a tensão  $V_{vmin}$ , a frequência de oscilação assumirá valores desde  $1.0 \times M$  até  $9.9 \times M$ . Estes valo-

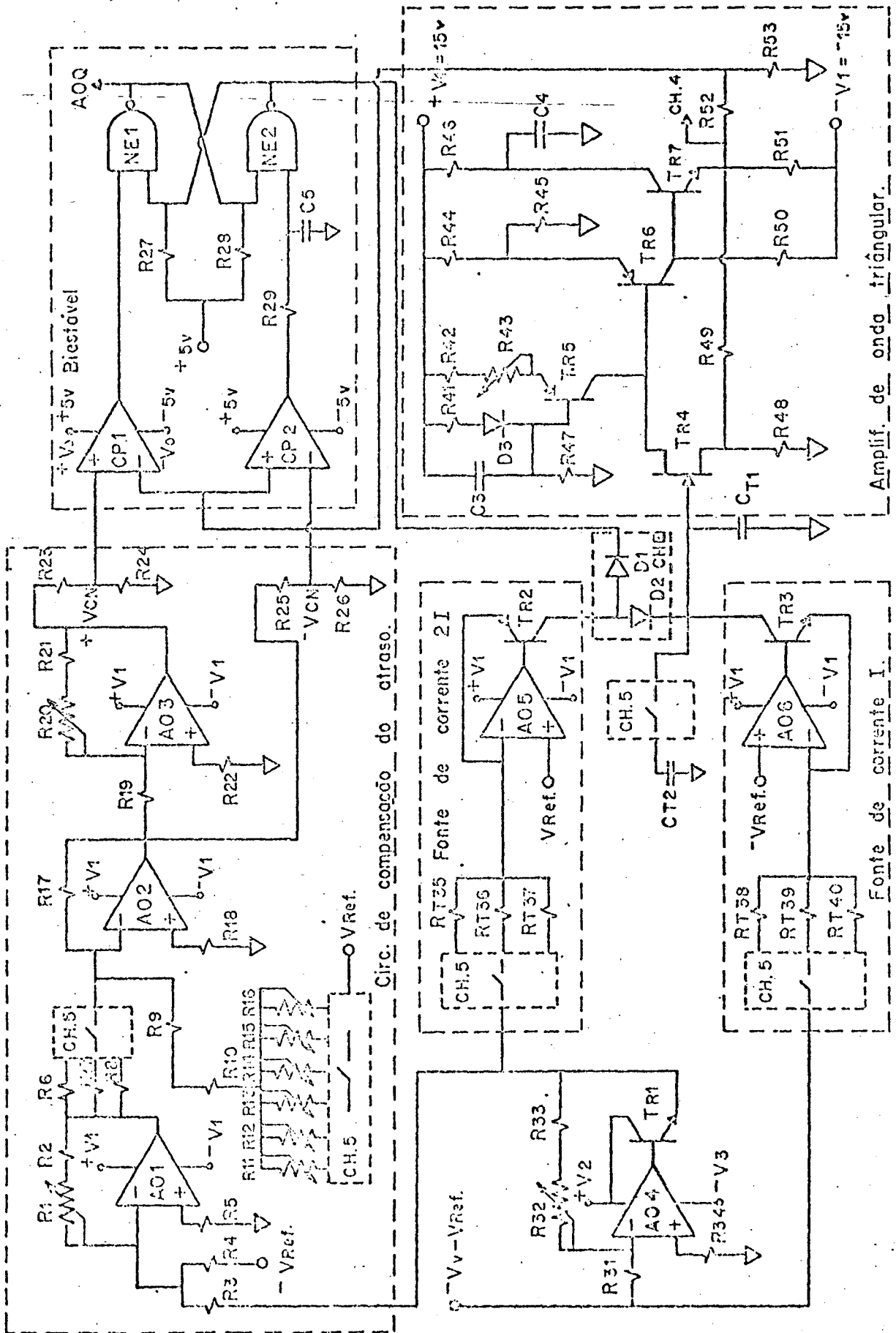


FIG. 3.1 - Circuitos principais do conversor tensão frequência

res de tensão contínua serão somados e invertidos por circuitos com amplificadores operacionais, impondo limites mínimos sob o ponto de vista de erros devido a "off set" e deriva e limites máximos sob o ponto de vista de que estas tensões devem ser menores que as tensões máximas de alimentação permitidas pelos operacionais comerciais. Portanto, serão adotados os limites  $V_{vmin} = 2V$  e  $V_{vmax} = 9,9 \times 2 = 19,8V$  como valores de tensão de controle dentro de uma década. Arbitrando a tensão de pico da triangular no capacitor como  $V_T = 1V$ , de acordo com a equação ( 2-8 ), os valores dos resistores  $R_T$ , serão os mostrados na Tabela 2. Os valores arbitrados para as tensões de controle e a tensão de pico no capacitor, resultam em valores comerciais para  $R_T$ , evitando associações indesejáveis.

DÉCA DA	$V_{vmin}$	$V_{vmax}$	$f_{Imin}$	$f_{Imax}$	$V_T$	$C_T$	$R_T = \frac{V}{4C_T f_I V_T} (k \Omega)$	$R_T/2 (k \Omega)$
1ª	2V	19,8V	1 Hz	9,9Hz	1V	1 $\mu$ F	$R_{T38}=500$	$R_{T35}=250$
2ª	2V	19,8V	10 Hz	99 Hz	1V	1 $\mu$ F	$R_{T39}=50$	$R_{T36}=25$
3ª	2V	19,8V	100Hz	990 Hz	1V	1 $\mu$ F	$R_{T40}=5$	$R_{T37}=2,5$
4ª	2V	19,8V	1 kHz	9,9kHz	1V	1nF	$R_{T38}=500$	$R_{T35}=250$
5ª	2V	19,8V	10kHz	99 kHz	1V	1nF	$R_{T39}=50$	$R_{T36}=25$
6ª	2V	19,8V	100kHz	990kHz	1V	1nF	$R_{T40}=5$	$R_{T37}=2,5$

TABELA 2 - Valores de tensões, frequências e componentes de cada década.



### 3.4 - A TENSÃO DE CONTROLE DA FREQUÊNCIA EM OPERAÇÃO VARREDURA.

Para que cada uma das 6 opções de varredura seja selecionada pela chave CH5, seletora de décadas, deverá haver uma correspondência entre as seis opções de varredura e as seis décadas. Desta forma, a enésima opção de varredura terá os mesmos valores de  $R_T$  e  $C_T$  da enésima década. Então, pela equação ( 2-8 ), pode-se encontrar os valores limites da tensão de controle em operação varredura ( Tabela 3 ).

OPÇÃO	FREQUÊNCIAS $f_{Imin}$	LIMITES $f_{Imax}$	$V_{vmin}$ (mV)	$V_{vmáx}$ (V)
1ª	0,1 Hz	10 Hz	200	20
2ª	1 Hz	100 Hz	200	20
3ª	10 Hz	1 kHz	200	20
4ª	100 Hz	10 kHz	200	20
5ª	1 kHz	100kHz	200	20
6ª	10 kHz	1 MHz	200	20

TABELA 3 - Valores de frequências e tensões em cada opção de varredura.

### 3.5 - A TENSÃO NO CAPACITOR E O CHAVEAMENTO DA CORRENTE.

A tensão pico a pico no capacitor  $C_T$  será igual a 2V, já que foi adotado  $V_T = 1V$ . Ocorre, que a ordem de chaveamento da corrente  $2I$  é obtida da saída do biestável, que deverá ter a possibilidade de desviar correntes de até 8mA, de acordo com a equação ( 2-5 ) ( Note-se que saída em coletor aberto poderá servir a este propósito ). Quando a saída do biestável apresentar, por exemplo, +5V, D1 deve estar cortado e D2 conduzindo. Para que esta situação se mantenha é necessário que a tensão no catodo de D1 seja superior à tensão máxima que se pode ter em  $C_T$  somada à tensão de polarização direta de D2, para garantir o corte. Isto implica em:

$$5 > 0,6 + v_T(t)_{\text{máx}} \quad ( 3-1 )$$

$$\therefore v_T(t)_{\text{máx}} < 4,4V \quad ( 2-2 )$$

Por outro lado, quando a saída do biestável apresentar nível baixo ( 0,5 V ), D1 deve conduzir e D2 deve cortar. Para que D1 conduza, a tensão no seu ânodo, que antes da condução é  $v_T(t) + 0,6 V$ , deve ser maior que a tensão de condução mais 0,5V. Assim:

$$v_T(t)_{\text{min}} + 0,6 > 0,6 + 0,5 \quad ( 3-3 )$$

$$\therefore v_T(t)_{\text{min}} > 0,5 V \quad ( 3-4 )$$

No entanto, esta condição não garante o corte de D2. Para que D2 corte, a mínima tensão no seu catodo ( $v_{Tmin}$ ), deve ser maior que a tensão no anodo, agora fixada em 1,1V devido à condução de D1 e a tensão de nível baixo da porta TTL.

$$v_T(t)_{min} > 1,1 \text{ V} \quad (3-5)$$

Reunindo as limitações mais críticas tem-se:

$$1,1 \text{ V} < v_{Ti}(t) < 4,4 \text{ V} \quad (3-6)$$

Admitindo um valor médio de 2,5 V, com uma tensão de pico igual a 1V, para a triangular em  $C_T$ , tem-se:

$$v_T(t)_{max} = 2,5 + 1 = 3,5 \text{ V} < 4,4 \text{ V} \quad (3-7)$$

$$v_T(t)_{min} = 2,5 - 1 = 1,5 \text{ V} > 1,1 \text{ V} \quad (3-8)$$

Estes valores satisfazem as condições impostas pela inequação (3-6). A Fig. 3.2 mostra as formas de onda no capacitor ( $v_T(t)$ ), na saída do biestável ( $v_Q(t)$ ) e nos anodos dos diodos ( $v_A(t)$ ) para os valores de tensão citados.

### 3.6 - A APLICAÇÃO DAS TENSÕES $+ V_{REF}$ E $- V_{REF}$ NAS FONTES DE CORRENTE.

Como o coletor do transistor TR2 terá tensões instan

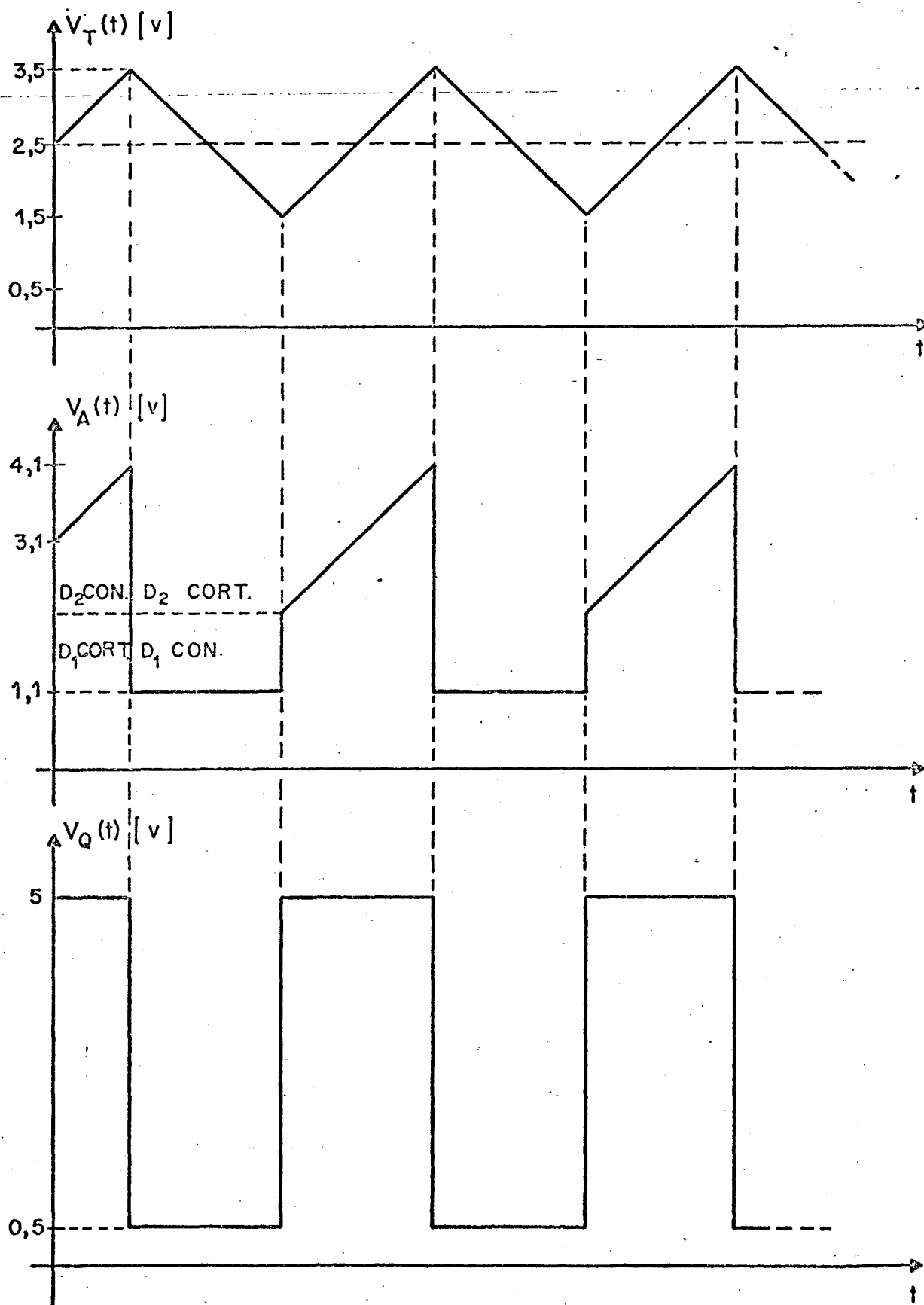


FIG. 3.2 - Formas de onda no capacitor  $C_T$  e na chave eletrônica

taneas de 4,1V, já que está conectado aos anodos de D1 e D2, então, uma tensão  $V_{REF} = 5V$  será aplicada a entrada não inversor do amplificador operacional AO5, para garantir operação linear deste transistor. Isso por vez, implica que a tensão  $V_V$  deverá ser somada a tensão  $V_{REF}$ , de modo a garantir que a queda de tensão nos resistores da fonte  $2I$  seja  $V_V$ . Então:

$$V_R(2I) = V_V + V_{REF} - V_{REF} = V_V \quad (3-9)$$

Por outro lado, se a tensão  $V_V + V_{REF}$  for obtida da tensão  $-V_V - V_{REF}$  como mostrado na Fig. 3.1, então,  $-V_{REF} = -5V$ , deverá também ser aplicada a fonte de corrente  $I$ .

### 3.7 - PROJETO DO INVERSOR DA TENSÃO $-V_V - V_{REF}$ . AJUSTE DA SIMETRIA DA ONDA TRIANGULAR.

Se é desejado que no inversor AO4 da Fig. 3.1  $V_S/V_E = -1$ , então:

$$R_{32} + R_{33} = R_{31} \quad (3-10)$$

Arbitrando  $R_{31} = 47 \text{ k}\Omega$  e  $R_{33} = 43 \text{ k}\Omega$ , o resistor  $R_{32} = 10 \text{ k}\Omega$  variável poderá ser ajustado para que se obtenha a relação desejada entre a entrada e a saída. Este resistor variável, permite um ajuste fino da simetria da triangular, e consequentemente da quadrada, forçando uma relação igual a unidade, entre as correntes de carga e descarga, a despeito de algum desequilíbrio que possa ser provocado, por exemplo, pelos resistores das

fontes de corrente. O resistor  $R_{34}$ , calculado para que se obtenha minimização dos efeitos das correntes de "off-set" do AO4 é:

$$R_{34} = 22 \text{ k}\Omega$$

A função do transistor TR1 é aumentar a capacidade de corrente de saída.

### 3.8 - PROJETO DO CIRCUITO DE CORREÇÃO DOS EFEITOS DO ATRASO - AJUSTE DA FREQUÊNCIA, AMPLITUDE E VALOR MÉDIO DA TRIANGULAR.

No circuito da Fig. 3.1 está apresentado o circuito, que através da variação do resistor  $R_1$ , permite a correção dos efeitos do atraso  $t_A$  e da variação do módulo do ganho ao AOT com a frequência. Esse circuito, em cujas saídas são obtidos os níveis de comparação  $+V_{CN}$  e  $-V_{CN}$ , permite ainda:

- a) Ajuste da amplitude da onda triangular, e consequentemente da frequência das formas de onda geradas, através da variação de  $R_{11}$ ,  $R_{12}$ ,  $R_{13}$ ,  $R_{14}$ ,  $R_{15}$ , que atuam na 1.<sup>a</sup>, 2.<sup>a</sup>, 3.<sup>a</sup>, 4.<sup>a</sup>, 5.<sup>a</sup> e 6.<sup>a</sup> década respectivamente. Estes resistores variáveis terão o mesmo valor nominal, pois devem apenas proporcionar um ajuste fino da frequência, se esta for prejudicada pelas tolerâncias dos componentes  $R_T$  e  $C_T$  pertencentes a cada década.
- b) Ajuste do valor médio da triangular, pela varia-

ção do resistor  $R_{20}$ . De acordo com a equação ( 2-39 ), o nível de comparação  $V_{CN}$  deve ser a soma de uma parcela constante  $V_C$  mais uma parcela variável que depende da tensão de controle da frequência, que é a tensão  $V_V$ . No entanto, nas três primeiras décadas, o efeito do atraso  $t_A$  e de  $\alpha$ , sendo este último o fator que reflete o efeito do ganho ao AOT, é irrelevante, pois os erros introduzidos por estes fatores são muito pequenos (apêndice 2). Sendo assim, nas três primeiras décadas,  $V_{CN}$  terá apenas uma parcela constante  $V_C$ , conforme a equação ( 3-11 ).

$$V_{CN} = V_C \quad ( 3-11 )$$

Na quarta, quinta e sexta décadas, uma tensão proporcional a tensão  $V_V$ , será somada a parcela constante  $V_C$ , através dos resistores  $R_6$ ,  $R_7$  e  $R_8$  respectivamente, de modo a satisfazer a equação ( 2-29 ).

### 3.8.1 - Cálculos para as três primeiras décadas.

Nas três primeiras décadas,  $V_{CN}$  dependerá apenas da tensão constante  $V_{REF}$ . Assim sendo, de acordo com a equação ( 2-9 ), que admite uma relação igual a unidade entre a tensão na entrada do comparador e a tensão no capacitor e não considera os efeitos de  $t_A$  e  $\alpha$ , e de acordo com a escolha da tensão  $V_T = 1V$ , tem-se:

$$V_{CN} = V_C = V_T = 1V \quad ( 3-12 )$$

Para as três primeiras décadas, a tensão  $V_{CN}$  obtida da saída do AO3 será:

$$V_{CN} = \frac{R_{20} + R_{21}}{R_{19}} \times \frac{R_{24}}{R_{24} + R_{23}} \times \frac{R_{17}}{R_9 + R_{10} + R_{11,12,13}} V_{REF} \quad ( 3-13 )$$

Para  $V_{REF} = 5V$ ,  $R_{23} = R_{25} = 8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{24} = R_{26} = 2\text{k}\Omega$  e  $R_{20} + R_{21} = R_{19}$  tem-se:

$$V_{CN} = \frac{R_{17}}{R_9 + R_{10} + R_{11}} \quad ( 3-14 )$$

Para  $R_{17} = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_9 + R_{10} = 9,5 \text{ k}\Omega$  e os resistores variáveis  $R_{11} = R_{12} = R_{13} = 1 \text{ k}\Omega$ , a tensão  $V_{CN}$  poderá ser feita igual a 1V, ou um valor muito próximo a este, conforme a necessidade.

### 3.8.2 - Cálculos para a década 100 kHz - 1MHz.

Para esta década, uma tensão proporcional a  $V_V$  é so mada a parcela constante já determinada, através do resistor  $R_8$ , selecionado pela chave CH5. Como resultado da análise do circuito, se for feito  $R_3 = R_4$ , tem-se:

$$V_{CN} = V_C - \frac{R_{24}}{R_{23} + R_{24}} \frac{R_{17}}{R_8} \frac{R_{20} + R_{21}}{R_{19}} \frac{R_1 + R_2}{R_3} V_V \quad ( 3-15 )$$

$V_C$  pode ser feito igual a um, pelo ajuste do



resistor  $R_{16}$ . Sabendo-se que:

$$R_{23} = R_{25} = 8 \text{ k}\Omega$$

$$R_{24} = R_{26} = 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{20} + R_{21} = R_{19}$$

$$R_{17} = 10 \text{ k}\Omega$$

e arbitrando-se  $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = R_4 = 100 \text{ k}\Omega$ , a equação de  $V_{CN}$  passa a ser:

$$V_{CN} = V_C - \frac{(5 + R_1)}{50 R_8} V_V \quad (3-16)$$

Igualando  $V_{CN}$  obtido da equação (2-29) com  $V_{CN}$  obtido da equação (3-16) tem-se:

$$\frac{R_1 + 5}{50 R_8} = \frac{(4t_A + \alpha)}{4R_T C_T} \quad (3-17)$$

Como  $R_T = 5 \text{ k}\Omega$  e  $C_T = 1 \text{ nF}$  nesta década, para  $\alpha = 0,015 \text{ nS}$  ( Apêndice 4 ) e  $R_8 = 10 \text{ k}\Omega$ , tem-se:

$$40R_1 + 200 = 4t_A + 15 \quad (3-18)$$

$$\text{com } [t_A] = \text{nS e } [R_1] = \text{k}\Omega$$

Fazendo  $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$ , variável, este circuito permitirá correção do efeito de  $\alpha$  e correção do efeito do atraso desde  $t_A =$

48,75 ns até  $t_A = 96,25$  ns como pode ser deduzido pela equação ( 3-18 )-se  $R_1$  for substituído por zero e por 5 k $\Omega$  respectivamente.

### 3.8.3 - Cálculos para a década 10 kHz - 100 kHz

Nesta década, a parcela variável de  $V_{CN}$  será aplicada ao AO2 através de  $R_7$ , ao invés de  $R_8$ . Desta forma, como o resistor  $R_T$  desta década é 50 k $\Omega$ , isto é, dez vezes maior que o da década superior já analisada, se for feito  $R_7 = 10R_8$ , a correção do atraso através de  $R_1$  na última década, também servirá para esta. Assim:

$$R_7 = 10R_8 = 100 \text{ k}\Omega \quad ( 3-19 )$$

### 3.8.4 - Cálculos para a década 1 kHz - 10 kHz.

Com análise análoga a que culminou com a equação ( 3-19 ), chega-se a equação ( 3-20 ).

$$R_6 = 100R_8 = 1M\Omega \quad ( 3-20 )$$

### 3.8.5 - Determinação dos demais resistores.

O operacional AO3 deve permitir o ajuste da tensão  $+V_{CN}$  de modo a anular o valor médio da triangular se a tensão de comparação positiva diferir da negativa devido por exemplo, a tolerância dos componentes usados. Desta forma, os seguintes valores serão adotados:

$$R_{19} = 47 \text{ k}\Omega$$

$$R_{20} = 43 \text{ k}\Omega$$

$$\text{e } R_{21} = 10 \text{ k}\Omega \quad (\text{variável})$$

Os resistores  $R_5$ ,  $R_{18}$  e  $R_{22}$ , calculados para que se obtenha minimização dos efeitos das correntes de "off-set" dos operacionais AO1, AO2 e AO3 respectivamente, serão:

$$R_5 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_{18} = 3,3 \text{ k}\Omega$$

$$\text{e } R_{22} = 22 \text{ k}\Omega$$

### 3.9 - PROJETO DO BIESTÁVEL

Usando portas TTL "NÃO E", saída em coletor aberto, do integrado 74H01, os resistores  $R_{27}$  e  $R_{28}$ , conectados a uma fonte  $V_0 = 5V$ , poderão ser calculados de modo que a corrente  $2I_{des}$  desviada, somada a  $V_0/R_{27}$  ou  $V_0/R_{28}$ , e a corrente  $I_{IL}$  das portas NE1 ou NE2, não ultrapasse a corrente  $I_{OL}$  máxima especificada pelo fabricante (13). Assim:

$$R_{27} = R_{28} = 0,47 \text{ k}\Omega$$

Vale ressaltar a conveniência de trabalhar com os menores valores de resistores possíveis, para não prejudicar a velocidade com que ocorrerão as mudanças de estado.

O resistor  $R_{29}$  e o capacitor  $C_5$  poderão ser encontrados experimentalmente, quando então se procurará minimizar a variação do valor médio da onda triangular com a frequência.

### 3.10 - PROJETO DO AMPLIFICADOR DE ONDA TRIANGULAR

#### 3.10.1 - Introdução

O projeto do amplificador de onda triangular da Fig. 3.1 será feito visando atender as especificações relacionadas no item 3.10.2. Uma vez encontrados os valores dos componentes, será utilizado um programa de computador ( 14 ) para determinação do módulo do parâmetro  $g_{12}$ , ganho de tensão, do circuito. Os resultados do programa serão apresentados no Apêndice 4, onde serão comparados com os valores do módulo de uma função de transferência conhecida para que se possa calcular o coeficiente angular da equação de "K".

#### 3.10.2 - Especificações do AOT

- a) Amplificação de triangular com amplitude pico a pico igual a 2V (  $V_T = 1V$  )
- b) Modificação do valor médio da triangular de 2,5V para 0V.
- c) Possibilidade de ajuste do valor médio da triangular de entrada, de modo a prever alterações dos valores de projeto, devido as aproximações dos valores dos componentes para valores comerciais e também a tolerância destes. Cabe ressaltar que em laço fechado, o valor médio da tensão no capaci-

tor é dependente do valor médio de saída, já que este último é fixado pelos níveis de comparação.

- d) De acordo com os valores de  $V_T$  e  $V_C$  de projeto,  $V_T = V_C = 1V$ , a relação entre a tensão de pico na entrada dos comparadores e a tensão de pico no capacitor deve ser igual a unidade.
- e) Saída para o seletor de funções, chave CH4, com triangular de amplitude pico a pico igual a 4V para que não seja necessário exigir ganho de tensão elevado da etapa de potência.

### 3.10.3 - Determinação dos valores dos componentes.

Levando em conta fatores técnicos, econômicos e disponibilidade, escolheu-se os seguintes transistores para serem usados no amplificador:

TR4 - BFW10

TR5 - 2N2904

TR6 - 2N2904

TR7 - 2N2222

Com base nas curvas características de saída do BFW10, obtidas com um "traçador de curvas", e nos níveis de tensão de entrada, determinou-se um ponto de operação possível para este transistor:

$$I_D = 6mA$$

$$V_{GS} = -1,5V$$

$$\text{e } V_{DS} = 8V$$

Como o valor médio desejado na entrada é 2,5V, com  $V_{GS} = -1,5V$  tem-se:

$$V_S = 4V$$

$$\text{e } V_D = V_{DS} + V_S = 4 + 8 = 12V$$

para satisfazer a especificação "e", a realimentação série-paralelo obtida com  $R_{48}$  e  $R_{49}$  deve proporcionar um ganho em médias frequências igual a dois. Sendo  $h_{rr}$  o parâmetro de transferência reversa da rede de realimentação, tem-se:

$$G_{vo} \cong \frac{1}{h_{rr}} = \frac{R_{48} + R_{49}}{R_{48}} = 2 \quad (3-21)$$

$$R_{48} = R_{49} \quad (3-32)$$

Se o valor médio desejado no emissor do transistor TR7 é 0V,  $I_{R48} = I_{R49} = I_D/2 = 3mA$ . Então para  $V_S = 12V$ :

$$R_{48} = R_{49} = \frac{4V}{3mA} \cong 1,3 \text{ k}\Omega$$

Adotando o ponto de operação  $I_{CQ} = 13mA$ ,  $V_{CEQ7} = 10V$  para o transistor TR7, para  $V_D = 12V$ ,  $V_{BE7} = V_{BE6} = 0,6V$ , tem-se:

$$- V_{CB6} = V_D - V_{BE7} = 11,4 \text{ V.}$$

$$\text{e } -V_{CE6} = 12 \text{ V.}$$

Com base nos valores de corrente e tensão conhecidos, se as correntes de base forem desprezadas, arbitrando  $I_{CQ6} = -11 \text{ mA}$  e  $R_{44} = 0,056 \text{ k}\Omega$  tem-se:

$$R_{46} = \frac{V_1 - V_{CE7}}{I_{CQ7}} \approx 0,39 \text{ k}\Omega$$

$$R_{51} = \frac{V_1}{I_{R49} + I_{CQ7}} \approx 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{50} = \frac{V_{BE7} + V_1}{-I_{CQ6}} \approx 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{45} = \frac{-V_{CE6} + V_{BE6}}{I_{R44} + I_{CQ6}} \approx 0,39 \text{ k}\Omega$$

Desprezando as correntes de base dos transistores TR5 e TR6, arbitrando  $R_{42} + R_{43} = 0,12 \text{ k}\Omega$  e  $R_{47} = 6,8 \text{ k}\Omega$ , tem-se:

$$I_{CQ5} = -I_D = -6 \text{ mA}$$

$$V_{E5} = V_1 - I_D(R_{42} + R_{43}) = 14,28 \text{ V}$$

$$I_{R47} = I_{R41} = (V_{E5} + V_{BE5})/R_{47}$$

Se  $V_{BE5} = -0,6 \text{ V}$  e a queda de tensão em D3 é  $0,6 \text{ V}$ :

$$I_{R41} \cong 2\text{mA} \text{ e } R_{41} = \frac{V_1 - V_{E5}}{I_{R41}} \cong 0,36 \text{ k}\Omega$$

Para permitir uma variação da corrente  $I_D$  e consequentemente das tensões  $V_{R48}$ ,  $V_{GS}$  e tensão média da triangular de entrada, serão adotados:

$$R_{42} = 0,0056 \text{ k}\Omega$$

$$\text{e } R_{43} = 0,1 \text{ k}\Omega \quad (\text{variável})$$

Os resistores  $R_{52}$  e  $R_{53}$  formam um divisor de tensão que garante um ganho de tensão unitário entre a saída para os comparadores e a entrada do AOT. De modo a satisfazer as especificações "d" e "e" deve-se ter:

$$\frac{R_{53}}{R_{53} + R_{52}} = 0,5$$

$$\therefore R_{53} = R_{52}$$

( 3-23 )

Serão adotados os valores comerciais  $R_{53} = 1 \text{ k}\Omega$  e  $R_{52} = 1 \text{ k}\Omega$ .

### 3.11 - LIGAÇÕES NA CHAVE CH5 ( SELETORA DE DÉCADAS E DE FREQUÊNCIAS LIMITES DE VARREDURA )

A chave CH5 deve comutar os resistores  $R_T$  das duas fontes de corrente, os capacitores  $C_T$ , os resistores do ajuste de fre



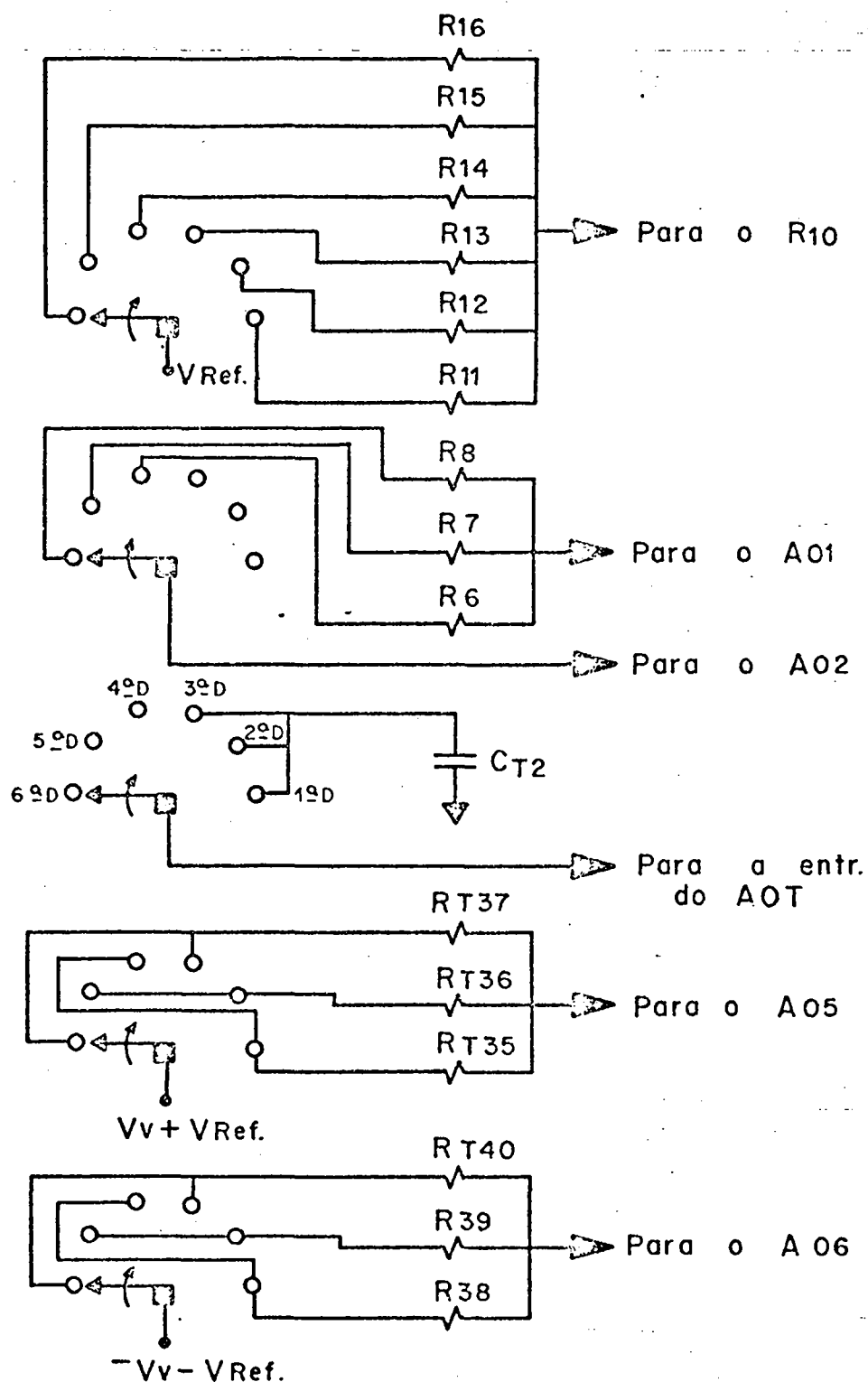


FIG. 3.3 - Ligações na chave CH5

quência (  $R_{11}$  a  $R_{16}$  ) e os resistores  $R_6$ ,  $R_7$ ,  $R_8$  através dos quais um sinal proporcional a tensão de controle  $V_v$  é somado ao nível de comparação  $V_C$ . Portanto, deve ser uma chave de 5 polos. A Fig. 3.3 mostra as ligações que devem ser efetuadas nesta chave.

### 3.12 - PROJETO DO CIRCUITO DO CONVERSOR DIGITAL-ANALÓGICO

Na Fig. 3.4 está apresentado o circuito que permite, tanto em operação normal como em varredura, fornecer a tensão de controle da frequência. Em operação normal, a chave seletora CH3 coloca o resistor  $R_{56}$  na realimentação do amplificador AO7. Em varredura,  $R_{56}$  é substituído por  $R_{57}$ , e a associação série dos resistores  $R_{62}$  e  $R_{63}$  passa a fazer parte do circuito.

#### 3.12.1 - Projeto do circuito para operação normal

Primeiramente é obtida a tensão  $V_v/2$  na saída do amplificador AO7, e posteriormente esta tensão é multiplicada, invertida, e somada com a tensão  $-V_{REF}$ , de tal forma que o sinal de saída seja  $-V_v - V_{REF}$ , conforme é exigido pelo conversor tensão-frequência.

Nesta operação, dos 256 níveis de tensão disponíveis na saída do conversor digital analógico de 8 bits, apenas 90 serão utilizados. Para tanto, os contadores binários só apresentarão em suas saídas, os números compreendidos entre 00001010 e 01100011, incluindo estes. Para cada um destes 90 números, existe um valor decimal correspondente apresentado no mostrador digital, que é o valor esperado da frequência dos sinais gerados.

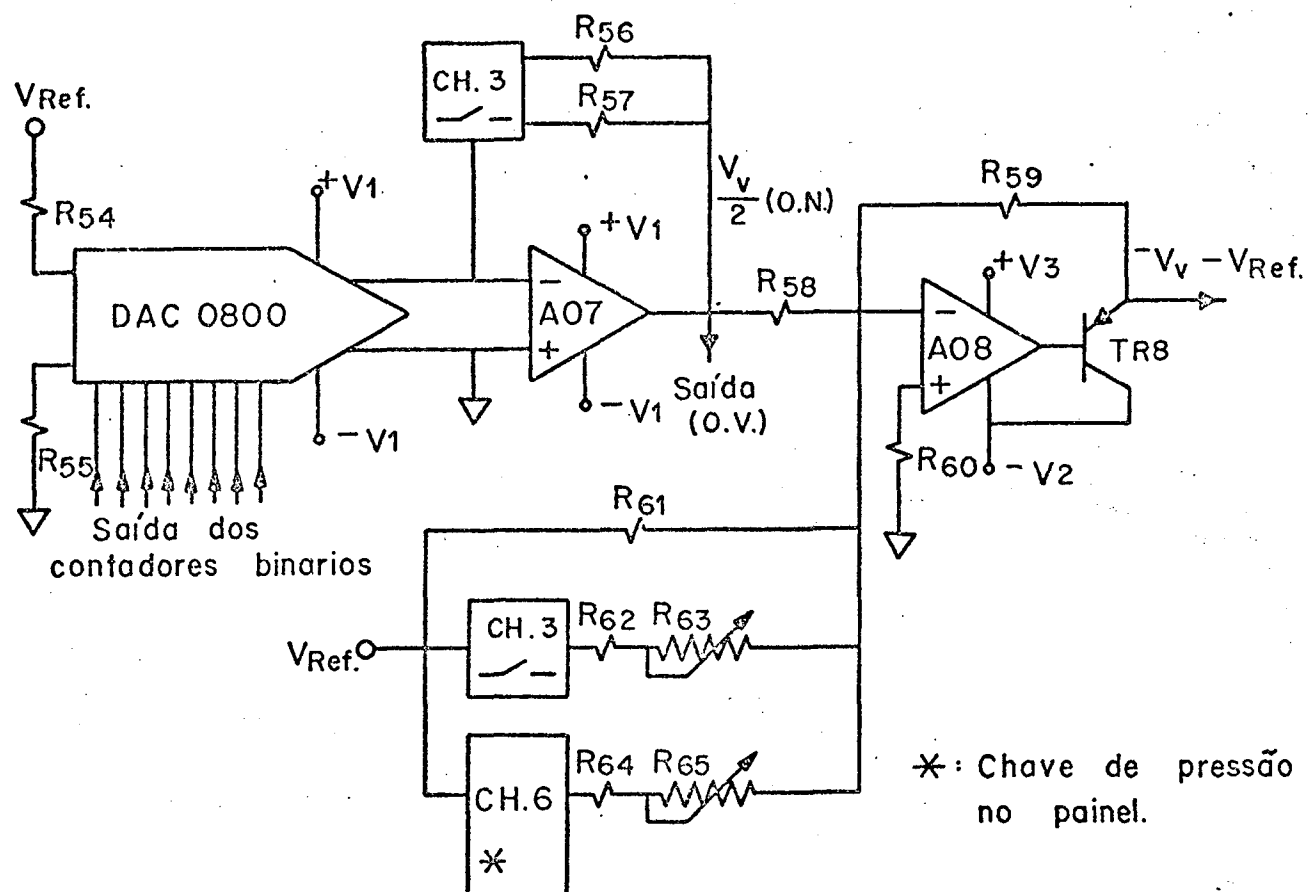


FIG. 3.4 - Circuito do conversor digital analógico

Na Tabela 4 estão apresentados todos os valores de frequência, que multiplicados por um número múltiplo de dez dependente da década de operação, serão disponíveis na saída do gerador de função. No entanto, sem haver indicação, mais noventa valores de frequência intermediários aos apresentados poderão ser obtidos pelo acionamento da chave de pressão CH6 mostrada na Fig. 3.4.

1.0	2.0	3.0	4.0	5.0	6.0	7.0	8.0	9.0
1.1	2.1	3.1	4.1	5.1	6.1	7.1	8.1	9.1
1.2	2.2	3.2	4.2	5.2	6.2	7.2	8.2	9.2
1.3	2.3	3.3	4.3	5.3	6.3	7.3	8.3	9.3
1.4	2.4	3.4	4.4	5.4	6.4	7.4	8.4	9.4
1.5	2.5	3.5	4.5	5.5	6.5	7.5	8.5	9.5
1.6	2.6	3.6	4.6	5.6	6.6	7.6	8.6	9.6
1.7	2.7	3.7	4.7	5.7	6.7	7.7	8.7	9.7
1.8	2.8	3.8	4.8	5.8	6.8	7.8	8.8	9.8
1.9	2.9	3.9	4.9	5.9	6.9	7.9	8.9	9.9

TABELA 4 - Frequências possíveis de serem obtidas na 1.<sup>a</sup> década  
( multiplicador = 1 Hz )

De acordo com a tabela 2 a tensão  $V_v/2$  na saída do amplificador A07 deverá assumir valores de tensão desde  $V_{vmin}/2 = 1V$  até  $V_{vmax}/2 = 9,9V$  em noventa níveis de tensão de 100mV cada. Este valor será obtido, se a tensão de plena escala ( $V_{PE}$ ) do conver

ser em conjunto com o A07 for:

$$V_{PE} = 255 \times 0,1V = 25,5V$$

De acordo com o fabricante (15) do integrado DAC0800, tem-se:

$$V_{PE} = \frac{R_{56} + V_{REF}}{R_{54}} \quad ( 3-24 )$$

Para  $V_{PE} = 25,5V$ ,  $V_{REF} = 5V$  e  $R_{54} = 2,5 \text{ k}\Omega$ , tem-se:

$$R_{56} = 12,75 \text{ k}\Omega$$

Não estando pressionada a chave de pressão CH6, a tensão de saída do circuito será :

$$-V_V - V_{REF} = - \frac{R_{59}}{R_{58}} \times \frac{V_V}{2} - V_{REF} \frac{R_{59}}{R_{61}} \quad ( 3-25 )$$

Arbitrando  $R_{59} = 50 \text{ k}\Omega$ , para que se verifique a igualdade da equação ( 3-25 ) deve-se ter:

$$R_{58} = 25 \text{ k}\Omega$$

$$\text{e } R_{61} = 50 \text{ k}\Omega$$

Se CH6 for pressionada, uma tensão de  $-100\text{mV}$  deverá ser somada a tensão  $(-V_V - V_{REF})$  de saída do circuito, para que se possa ter um nível de tensão intermediário aos que são possíveis de obter com a conversão digital analógica. Assim:

$$-\frac{V_{REF} R_{59}}{R_{64} + R_{65}} = -100\text{mV} \quad (3-26)$$

Como  $V_{REF} = 5\text{V}$  e  $R_{59} = 50\text{ k}\Omega$ , tem-se:

$$R_{64} + R_{65} = 2.500\text{ k}\Omega$$

Serão usados um resistor fixo  $R_{64} = 2000\text{ k}\Omega$  e um resistor variável  $R_{65} = 1000\text{ k}\Omega$ , para que seja possível fazer um ajuste e obter a tensão de saída desejada.

### 3.12.2 - Projeto do circuito para operação varredura.

Na operação varredura, toda a capacidade do DAC 0800 será aproveitada, isto é, todos os 256 níveis de tensão, para que seja minimizado o valor de tensão e frequência entre dois valores consecutivos. A Fig. 3.5 apresenta em diagrama em bloco, o procedimento adotado para obtenção dos níveis de tensão desejados apresentados na tabela 3. Por simplicidade, neste diagrama não está computada a tensão  $V_{REF}$  necessária para o funcionamento do conversor tensão-frequência.

Como se pode observar na Fig. 3.5, a tensão na saída do amplificador AO7 deverá assumir valores desde 0V até 9.9V, incluindo estes. Portanto, a tensão de plena escala será igual a 9.9V. Aplicando a equação (3-24) para este caso, tem-se:

$$R_{57} = \frac{R_{54} - V_{PE}}{V_{REF}} \quad (3-27)$$

Sabendo que  $V_{REF} = 5\text{V}$ ,  $R_{54} = 2,5\text{ k}\Omega$  e  $V_{PE} = 9,9\text{V}$ , tem

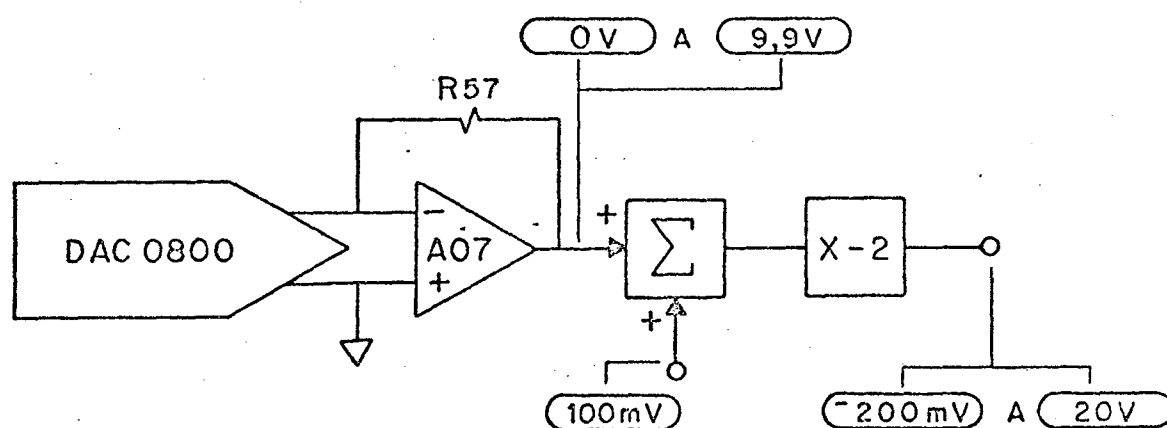


FIG. 3.5 - Diagrama em bloco simplificado do circuito de conversão digital analógica em operação varredura.

se:

$$R_{57} = 4,95 \text{ k}\Omega$$

Quando a tensão de saída do amplificador AO7 for igual a 0V, a tensão de saída do circuito deverá ser igual a - 200 mv -  $V_{REF}$ . Desta forma, pode-se escrever:

$$-0,2 - V_{REF} = - \frac{R_{59}}{R_{62} + R_{63}} V_{REF} - \frac{R_{59}}{R_{61}} V_{REF} \quad ( 3-28 )$$

Sabendo que  $R_{59} = 50 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{61} = 50 \text{ k}\Omega$  e  $V_{REF} = 5V$ , tem-se:

$$R_{62} + R_{63} = 1250 \text{ k}\Omega$$

Serão usados um resistor fixo  $R_{62} = 1000 \text{ k}\Omega$  e um resistor variável  $R_{63} = 500 \text{ k}\Omega$ , para que seja possível fazer um ajuste da tensão mínima de saída, em operação varredura.

Os resistores  $R_{55}$  e  $R_{60}$ , calculados para que se obtenha minimização de erros de "off-set" e deriva, são:

$$R_{55} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

$$\text{e } R_{60} = 12 \text{ k}\Omega$$

A função do transistor TR8 é aumentar a capacidade de corrente de saída.



### 3.13 - PROJETO DO GERADOR DE PULSOS

O gerador de pulsos deve ser projetado, tendo em vista atender as especificações quanto as frequências do sinal de varredura e velocidades de busca de frequência em operação normal.

#### 3.13.1 - Frequências dos pulsos em operação varredura

A frequência do sinal de varredura  $f_v$ , deve ser escolhida de acordo com a opção de varredura selecionada pela chave CH5. É importante no entanto, esclarecer alguns pontos relativos a esta frequência:

- a) A frequência do sinal de varredura deve ser menor do que a frequência mínima do sinal de saída, dentro de uma determinada opção. Então:

$$f_v < f_{Imin} \quad ( 3-29 )$$

- b) Para as últimas opções de varredura, por exemplo a que possui  $f_{Imin} = 10 \text{ kHz}$ , sabe-se que não é necessária uma frequência de varredura muito alta. Valores da ordem de 80 a 100 Hz, são suficientes para que se consiga uma boa visualização dos sinais em uma tela de osciloscópio.
- c) O "slew-rate" (SR) dos amplificadores operacionais usados no processamento das tensões de controle, não deve alterar a amplitude do sinal de varredura. Para um sinal de varredura com forma aproximada ao de uma onda triangular ( Fig.2.25 ) e para a maior excursão de tensão existente no

circuito, deduz-se:

$$f_V \leq 25 \text{ SR}_{\min} \quad ( 3-30 )$$

Com base em medidas do SR efetuadas com o amplificador operacional 725, a ser usado no circuito, e aplicando a equação ( 3-30 ), encontra-se:

$$f_V \leq 80\text{Hz} \quad ( 3-31 )$$

Na tabela 5 estão apresentadas as frequências do sinal de varredura a serem utilizadas em cada opção, obtidas com base nos requisitos expostos. Sabendo-se que a cada meio período do sinal de varredura, deverão ocorrer 256 pulsos, determina-se a relação entre a frequência do sinal do gerador de pulsos,  $f_p$ , e a frequência  $f_V$ .

$$f_p = 2 \times 256 f_V \quad ( 3-32 )$$

Desta forma, as frequências  $f_p$  necessárias serão:

$$f_{p1} = 25,6 \text{ Hz}$$

$$f_{p2} = 256 \text{ Hz}$$

$$f_{p3} = 2,56 \text{ kHz}$$

$$f_{p4} = 40,96 \text{ kHz}$$

OPÇÃO	FREQUÊNCIAS LIMITES $f_{\text{Imin}} \text{ -- } f_{\text{Imax}}$	FREQUÊNCIA DO SINAL DE VARREDURA ( $f_v$ )
1º	0,1Hz -- 10Hz	0,05Hz
2º	1Hz -- 100 Hz	0,5Hz
3º	10Hz -- 1kHz	5Hz
4º	100Hz -- 10kHz	80Hz
5º	1kHz -- 100kHz	80Hz
6º	10kHz -- 1MHz	80Hz

TABELA 5 - Frequência do sinal de varredura em cada opção.

### 3.13.2 - Frequências dos pulsos em operação normal

É conveniente para o usuário, que se o mostrador digital indica um valor de frequência muito diferente da frequência de operação desejada, o acionamento de CH1 ou CH2 faça a frequência ir variando rapidamente em direção ao valor desejado. No entanto, ao se aproximar deste valor, a variação deve ser lenta para evitar que este seja ultrapassado. Experimentalmente determinou-se que dois bons valores de  $f_p$  para que se consiga obter as velocidades de busca lenta e rápida são, respectivamente:

$$f_{p5} = 6\text{Hz}$$

$$f_{p6} = 13\text{Hz}$$

### 3.13.3 - Determinação dos valores dos componentes.

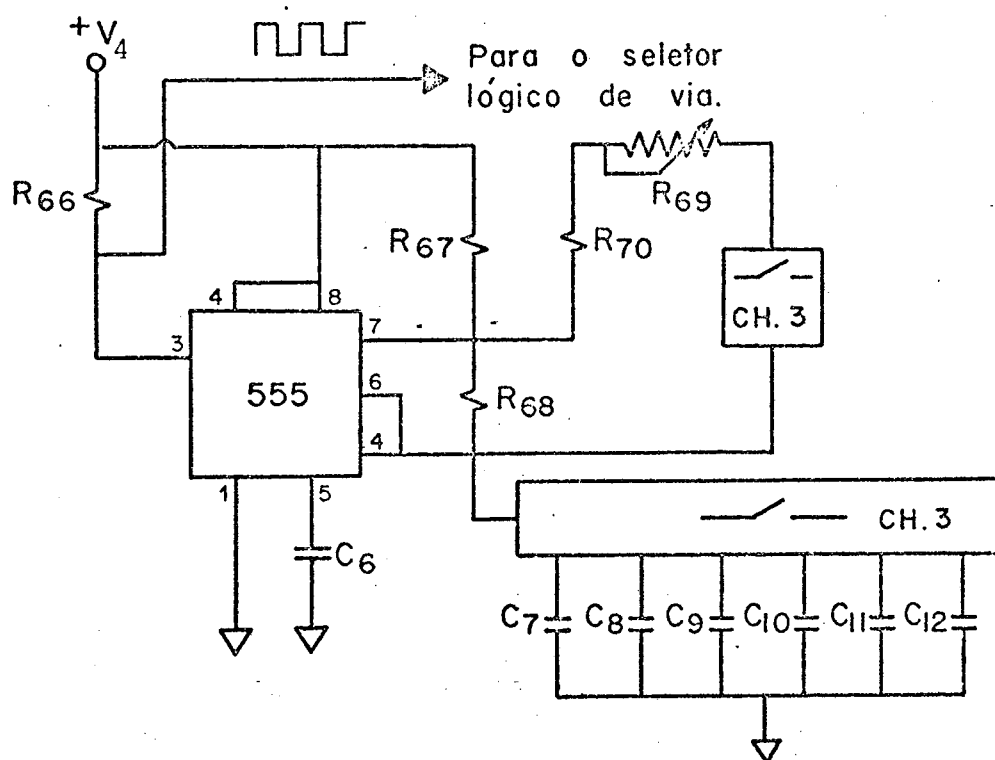


FIG. 3.6 - O gerador de pulsos

Com base nos valores de  $f_p$  determinados e de acordo com o fabricante do integrado 555 (12), encontra-se os valores dos componentes do circuito da Fig. 3.6, que são:

$$\begin{array}{lll}
 R_{66} = 1 \text{ k}\Omega & R_{70} = 100 \text{ k}\Omega & C_9 = 2,2 \text{ nF} \\
 R_{67} = 15 \text{ k}\Omega & C_6 = 22 \text{ nF} & C_{10} = 150 \text{ pF} \\
 R_{68} = 1,5 \text{ M}\Omega & C_7 = 220 \text{ nF} & C_{11} = 47 \text{ nF} \\
 R_{69} = 1 \text{ M}\Omega & C_8 = 22 \text{ nF} & C_{12} = 100 \text{ nF}
 \end{array}$$

As frequências  $f_p$  serão obtidas em cada uma das seis posições da chave CH3. O resistor variável  $R_{69}$  é um potenciômetro colocado no painel do instrumento que permite ao usuário diminuir continuamente o valor da frequência de varredura selecionada pela chave CH3.

### 3.14 - PROJETO DA ETAPA DE SAÍDA

#### 3.14.1 - Introdução

A etapa de saída mostrada na Fig. 3.7 é composta basicamente por um amplificador de onda quadrada, uma chave seletora de funções (CH4), um amplificador de potência (9) e por potenciômetros que possibilitam controles contínuos da amplitude e valor médio das formas de onda geradas. Esta etapa será projetada de modo a atender as seguintes especificações:

- a) Circuitos com acoplamento direto para operação linear em baixas frequências.
- b) O amplificador de onda quadrada, excitado pelo bies

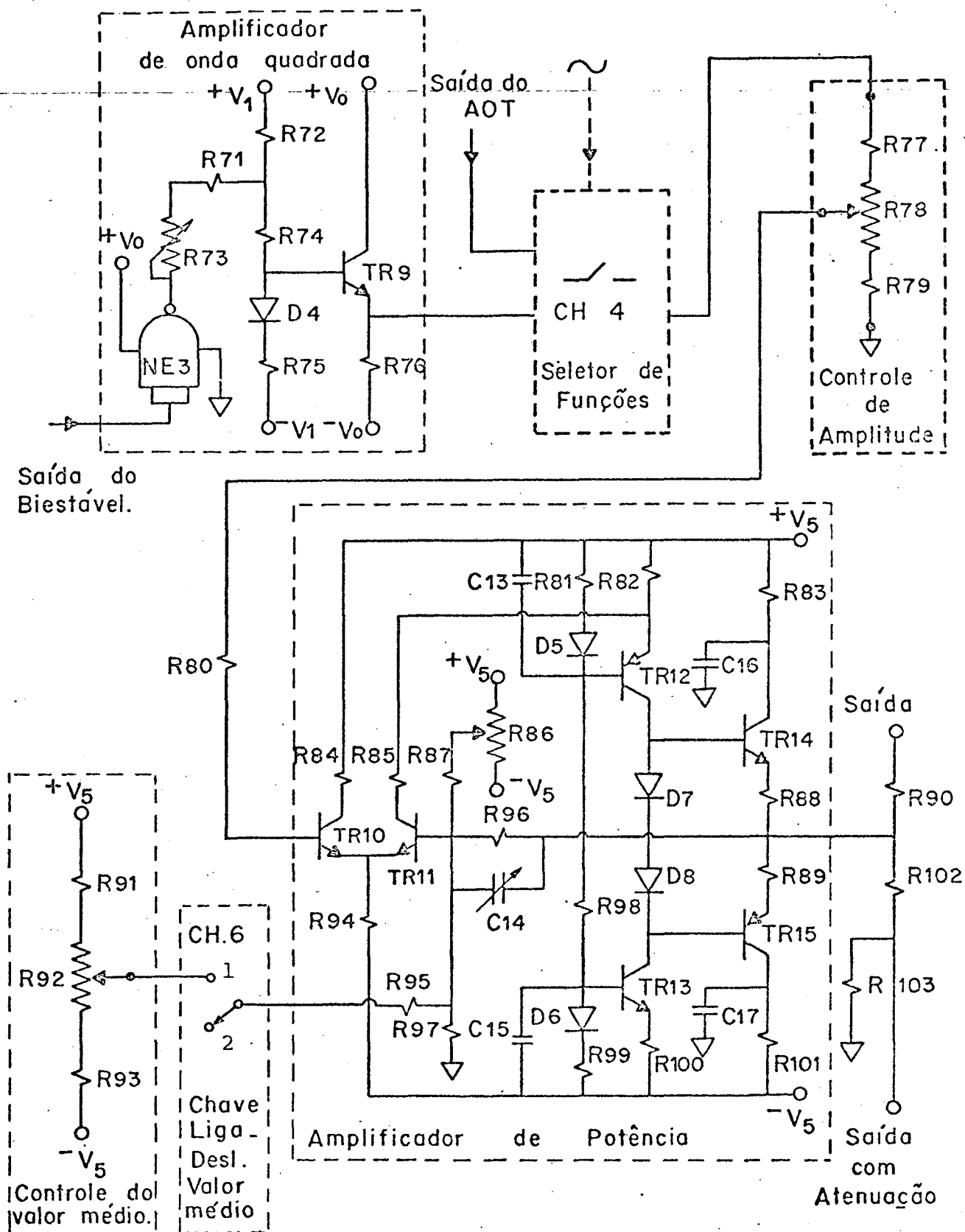


FIG. 3.7 - Etapa de saída do gerador de função

tável, deve apresentar na sua saída, uma onda quadrada de valor médio igual a zero, com amplitude da ordem de grandeza da amplitude de pico da triangular ( 2V ) aplicada no seletor de funções. Isso possibilita obter na saída do gerador, níveis de tensão da mesma ordem de grandeza para as formas de onda triangular e quadrada.

- c) Possibilidade de ajuste do valor médio da tensão de saída do amplificador de onda quadrada e do amplificador de potência, de modo a prever alterações dos valores de projeto.
- d) Tensões de saída do gerador de até  $20V_{pp}$  em aberto e  $10V_{pp}$  numa carga de  $50\Omega$
- e) Valor médio de saída fixo de zero volt ou variável de -10V a +10V com saída em aberto.
- f) Saída de  $50\Omega$  com atenuação de 26dB.

O comportamento dos amplificadores em altas frequências será discutido no capítulo 5.

### 3.14.2 - Projeto do amplificador de onda quadrada.

O amplificador de onda quadrada mostrado na Fig. 3.7 tem na entrada uma porta "NÃO E" operando como inversor lógico, pertencente a um circuito integrado TTL 74H01 ( 13 ), cujas características relevantes para o amplificador são:

- Saída em coletor aberto
- Alta velocidade de operação

O transistor de saída, TR9, é um transistor 2N2369 ( 16 ) escolhido por apresentar baixas capacitâncias intrínsecas

e proporcionando desta forma alta velocidade de operação. O circuito será projetado de forma permitir que o TR9 opere na região ativa.

Admitindo que a tensão de condução de D4,  $V_{D4}$ , é igual a tensão entre base e emissor do TR9, a tensão de saída do circuito,  $V_{S1}$  ou  $V_{S2}$ , será igual a tensão no catodo do diodo. desprezando a corrente de base do TR9, as equações ( 3-33 ), ( 3-34 ) e ( 3-35 ) são deduzidas para os dois estados possíveis da saída da porta NE3:

- a) Quando se tem nível baixo na entrada do circuito, a saída da porta NE3 se apresenta como um circuito aberto. Desta forma, não existe corrente nos resistores  $R_{71}$  e  $R_{73}$  e a equação ( 3-33 ) pode ser escrita:

$$\frac{V_1 - V_{D4} - V_{S1}}{R_{72} + R_{74}} = \frac{V_{S1} + V_1}{R_{75}} \quad ( 3-33 )$$

- b) Quando se tem nível alto na entrada do circuito, a saída da porta NE3 se apresenta como um curto circuito. Levando em conta o desvio de corrente através de  $R_{71}$  e  $R_{73}$  e considerando que a queda de tensão nestes resistores é  $V_R$ , tem-se:

$$\frac{V_1 - V_R}{R_{72}} = \frac{V_R}{R_{71} + R_{73}} + \frac{V_R - V_{D4} - V_{S2}}{R_{74}} \quad ( 3-34 )$$



$$\frac{V_{S2} + V_1}{R_{75}} = \frac{V_R - V_{D4} - V_{S2}}{R_{74}} \quad (3-35)$$

Arbitrando  $V_R = 5V$ ,  $V_1 = 15V$ ,  $R_{71} + R_{73} = 0.27k\Omega$ , para  $V_{D4} = 0,6V$  e para as tensões de saída  $V_{S1} = +2V$  e  $V_{S2} = -2V$  desejadas, obtem-se:

$$\frac{12,4}{R_{72} + R_{74}} = \frac{17}{R_{76}} \quad (3-36)$$

$$\frac{10}{R_{72}} = \frac{5}{0,27} + \frac{6,4}{R_{74}} \quad (3-37)$$

$$\frac{13}{R_{75}} = \frac{6,4}{R_{74}} \quad (3-38)$$

Resolvendo o sistema de três equações e três incógnitas resultante, encontra-se:

$$R_{72} \cong 0,36 \text{ k}\Omega$$

$$R_{74} \cong 0,75 \text{ k}\Omega$$

$$R_{75} \cong 1,6 \text{ k}\Omega$$

Os resistores  $R_{71}$ , fixo, e  $R_{73}$ , variável, terão os seguintes valores:

$$R_{71} = 0,24 \text{ k}\Omega$$

$$R_{73} = 0,1 \text{ k}\Omega$$

O resistor  $R_{73}$  permitirá um ajuste da tensão  $V_{S2}$  e consequentemente, do valor médio da tensão de saída.

Arbitrando  $R_{76} = 0,56 \text{ k}\Omega$ , para  $V_0 = 5\text{V}$  serão obtidos valores de corrente e tensão para o transistor TR9 que garantem operação na região ativa ( Tabela 6 ).

TENSÃO DE SAÍDA	CORRENTE DE COLETOR	TENSÃO $V_{CE}$
2V	12,5 mA	3V
-2V	5,35 mA	7V

TABELA 6 - Valores de corrente e tensão do transistor TR9.

### 3.14.3 - Projeto do amplificador de potência.

O amplificador de potência apresentado na Fig. 3.7 ( 9 ) se constitui basicamente de um amplificador diferencial na entrada, uma etapa de alto ganho ( carga ativa ), saída em classe AB e uma rede de realimentação com compensação "LEAD" ( 17 ), formada por  $R_{96}$ ,  $R_{97}$  e  $C_{14}$ , que permite o ajuste da singularidade ( zero ) através da variação do capacitor.

Em médias frequências, admitindo alto ganho do amplificador base, o ganho do amplificador realimentado poderá ser obtido através do parâmetro de transferência reversa,  $h_{rr}$ , da rede de realimentação. Aplicando-se a equação ( 3-21 ) para este caso, obtem-se:

$$G_{VO} = \frac{R_{96} + R_{97}}{R_{97}} \quad ( 3-39 )$$

Será necessário um ganho da ordem de cinco, para que tensões de aproximadamente  $4V_{pp}$  na entrada proporcionem tensões de  $20V_{pp}$  na saída do amplificador. Arbitrando  $R_{97} \cong 2,2 \text{ k}\Omega$  e admitindo um ganho  $G_{VO} = 5,5$  encontra-se o valor de  $R_{96}$ :

$$R_{96} = G_{VO} R_{97} - R_{97} \cong 10 \text{ k}\Omega \quad ( 3-40 )$$

Para compor o amplificador diferencial de entrada, com o auxílio de um traçador de curvas, foram selecionados transistores 2N2369 de características semelhantes. Em relação a outros transistores disponíveis, estes apresentam baixas capacitâncias intrínsecas e alta frequência de transição para correntes de coletor da ordem de 10mA ou mais.

Admitindo zero volt na entrada e na saída,  $V_{BE10} = V_{BE11} = 0,6V$  e desprezando as correntes de base,  $I_{C10}$  será igual a  $I_{C11}$  e a corrente em  $R_{94}$  será  $I_{C10} + I_{C11}$ . Então, para  $I_{C10} = 13mA$  e  $V_5 = 24V$ :

$$R_{94} = \frac{V_5 - V_{BE10}}{I_{C10} + I_{C11}} \cong 0,91 \text{ k}\Omega$$

Arbitrando  $R_{81} = R_{99} = 0,33 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{98} = 12 \text{ k}\Omega$ , considerando  $V_{D5} = V_{D6} = 0,6V$  e desprezando as correntes de base dos transistores, tem-se:

$$I_{R81} = I_{R98} = \frac{2V_5 - 2V_{D5}}{R_{81} + R_{98} + R_{99}} \approx 3,7\text{mA}$$

Admitindo  $V_{BE12} = V_{BE13} = 0,6\text{V}$  e  $I_{C12} = I_{C13} = 13\text{mA}$ :

$$R_{81} \cdot I_{R81} = R_{82} \cdot I_{R82} \quad (3-41)$$

$$\text{e } R_{99} \cdot I_{R99} = R_{100} \cdot I_{C13} \quad (3-42)$$

Com  $R_{99} = R_{81} = 0,33 \text{ k}\Omega$ ,  $I_{R99} = I_{R81} = 3,7\text{mA}$ ,  $I_{R82} = I_{C12} + I_{C11} = 26\text{mA}$ , obtem-se:

$$R_{82} \approx 0,051 \text{ k}\Omega$$

$$\text{e } R_{100} \approx 0,1 \text{ k}\Omega$$

Para garantir valores de  $V_{CE}$  abaixo da tensão  $V_{CE}$  de ruptura, e também para permitir operação com menor dissipação de potência nos transistores TR10 e TR11, os resistores  $R_{84}$  e  $R_{85}$  são calculados para proporcionar uma queda de tensão da ordem de 8V. Então:

$$R_{84} = R_{85} = \frac{8\text{V}}{13\text{mA}} \approx 0,62 \text{ k}\Omega$$

Para a etapa de saída, foram selecionados os transistores de média potência 2N2222 ( NPN ) e 2N2904 ( PNP ) que possuem processos de fabricação complementares (18). Estes transistores apresentam alta frequência de transição, relativamente a outros de média potência disponíveis. Os resistores  $R_{83}$ ,  $R_{101}$ ,  $R_{88}$  e  $R_{99}$  proporcionam uma diminuição da potência dissipada, sendo que

os dois últimos proporcionam também uma parcela adicional de realimentação negativa. Será adotado o seguinte valor para estes resistores:

$$R_{83} = R_{101} = R_{88} = R_{89} = 0,01 \text{ k}\Omega$$

Com a chave CH6 na posição 2, o ajuste de  $R_{86}$  possibilita a obtenção de valor médio igual a 0V na saída. Serão usados:

$$R_{86} = 50 \text{ k}\Omega \quad (\text{variável})$$

$$\text{e } R_{87} = 51 \text{ k}\Omega$$

#### 3.14.4 - Projeto do controle de amplitude e do atenuador de saída.

O controle de amplitude mostrado na Fig. 3.7 será projetado de modo que seja possível obter variação contínua da amplitude de saída desde  $1V_{pp}$  à  $20V_{pp}$  na saída sem atenuação, à circuito aberto.

Considerando o amplificador de potência como um amplificador de tensão ideal com ganho  $G_{VO}$  e supondo  $4V_{pp}$  na saída do seletor de funções. Pode-se escrever as equações ( 3-43 ) e ( 3-44 ).

$$\frac{(R_{78} + R_{79}) \cdot 4 \cdot G_{VO}}{R_{77} + R_{78} + R_{79}} = 20 \quad ( 3-43 )$$

$$\frac{R_{79} \cdot 4 \cdot G_{VO}}{R_{77} + R_{78} + R_{79}} = 1 \quad (3-44)$$

Resolvendo o sistema de equações para  $G_{VO} = 5,5$  e  $R_{78} = 1 \text{ k}\Omega$  (arbitrado), encontra-se:

$$R_{77} \approx 0,1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{79} \approx 0,05 \text{ k}\Omega$$

Carregando a saída do gerador com  $50\Omega$ , a tensão máxima de saída deverá ser  $10V_{pp}$ . Então:

$$R_{90} = 50\Omega = 0,05 \text{ k}\Omega$$

A saída com atenuação deve proporcionar a mesma impedância de saída do gerador que é proporcionada pela saída sem atenuação ( $50\Omega$ ) e atenuar o sinal 20 vezes ( $26 \text{ dB}$ ). Isso permite escrever:

$$\frac{R_{103} \cdot R_{102}}{R_{103} + R_{102}} = 0,05 \text{ k}\Omega \quad (3-45)$$

$$\frac{R_{102}}{R_{102} + R_{103}} = \frac{1}{20} \quad (3-46)$$

Resolvendo o sistema de equações, determina-se  $R_{102}$  e  $R_{103}$ :

$$R_{102} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{103} \approx 0,05 \text{ k}\Omega$$

Na saída com atenuação poderão ser obtidas tensões pico a pico desde  $0,05V_{pp}$  até  $1V_{pp}$ , em aberto e  $0,025V_{pp}$  até  $0,5V_{pp}$  numa carga de  $50\Omega$ .

### 3.14.5 - Projeto do controle de valor médio.

Com a chave CH6 na posição 1, o controle de valor médio mostrado na Fig. 3.7 será projetado de modo que seja possível obter uma variação contínua do valor médio do sinal de saída de  $-10V$  a  $+10V$ , a circuito aberto.

Considerando o amplificador base da etapa de potência como um amplificador de alto ganho, considerando  $0V$  na base do transistor TR10 e desprezando as correntes de polarização de entrada, pode-se escrever as equações ( 3-47 ) e ( 3-48 ) que são válidas para o cursor de  $R_{92}$  nas posições extremas.

Com o cursor de  $R_{92}$  no ponto extremo ligado a  $R_{91}$  tem-se:

$$\frac{V_5}{R_{91}} + \frac{R_{95}}{R_{96} R_{91}} V_{S1} + \frac{R_{95} V_{S1}}{R_{96} (R_{93} + R_{92})} - \frac{V_5}{R_{93} + R_{92}} = \frac{-V_{S1}}{R_{96}} \quad ( 3-47 )$$

onde  $V_{S1}$  é uma das tensões de saída desejada (  $V_{S1} = -10V$  )

Com o cursor de  $R_{92}$  no ponto extremo ligado a  $R_{93}$ , tem-se:

$$\frac{V_5}{R_{91} + R_{92}} + \frac{R_{95} V_{S2}}{R_{96} (R_{91} + R_{92})} + \frac{R_{95} V_{S2}}{R_{96} R_{93}} - \frac{V_5}{R_{93}} = \frac{-V_{S2}}{R_{96}} \quad ( 3-48 )$$

onde  $V_{S2} = + 10V$

Sabendo que  $V_5 = 24V$ ,  $R_{96} = 10 \text{ k}\Omega$  e arbitrando  $R_{92} = 10 \text{ k}\Omega$  e  $R_{95} = 18 \text{ k}\Omega$ , obtem-se um sistema de duas incógnitas (  $R_{91}$  e  $R_{93}$  ) e duas equações ( ( 3-49 ) e ( 3-50 ) ).

$$\frac{6}{R_{91}} - \frac{42}{R_{93} + 10} = 1 \quad ( 3-49 )$$

$$\frac{6}{R_{93}} - \frac{42}{R_{91} + 10} = 1 \quad ( 3-50 )$$

Resolvendo o sistema encontra-se:

$$R_{91} = R_{93} \cong 1,2 \text{ k}\Omega$$



## CAPÍTULO 4

RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos com o protótipo de laboratório do gerador de onda triangular e quadrada.

A medida da estabilidade da frequência com a temperatura foi realizada em temperaturas desde  $0^{\circ}\text{C}$  a  $56^{\circ}\text{C}$  e com a tensão de alimentação foi realizada com tensões de 180V a 240V (Tabela 7).

Nas tabelas de 8 a 13 são apresentados resultados de medidas realizadas na temperatura ambiente de  $28^{\circ}\text{C}$  e tensão de alimentação de 220V.

As fotografias 1,2,3 e 4 mostram as formas de onda obtidas no laço de geração e as demais, mostram formas de onda de saída, incluindo um segmento da tensão de controle da frequência em operação varredura.

A maioria das medidas é feita segundo as "definições de especificações básicas de geradores de função" encontradas na referência (19).

	1Hz - 1kHz	1kHz - 1MHz
"JITTER"	< 0,1%	< 0,1%
com a temperatura	+330ppm/ $^{\circ}\text{C}$	-75ppm/ $^{\circ}\text{C}$
com a tensão de alimen.	2,5ppm/V	2,5ppm/V

TABELA 7 - Estabilidade da frequência

Faixa de frequência	Década	Erro de frequência
1 Hz - 10 Hz	1. <sup>a</sup>	< 1,5%
10Hz - 100Hz	2. <sup>a</sup>	< 1%
100Hz - 1 kHz	3. <sup>a</sup>	< 1%
1kHz - 10kHz	4. <sup>a</sup>	≤ 2%
10kHz - 100kHz	5. <sup>a</sup>	≤ 2%
100kHz- 1 MHz	6. <sup>a</sup>	≤ 2%

TABELA 8 - Precisão da frequência; erro entre o valor me  
dido ("Timer Counter" HP-5326B) e o valor in  
dicado no mostrador digital.

Década	Erro de simetria
1. <sup>a</sup>	3%
2. <sup>a</sup>	< 4%
3. <sup>a</sup>	≤ 4%
4. <sup>a</sup>	< 3%
5. <sup>a</sup>	< 4%
6. <sup>a</sup>	< 4%

TABELA 9 - Erro de simetria;  $(|T_1 - T_2| / T) \times 100$

Faixa de freq.	Erro de Linearid.
1 Hz - 100kHz	< 1%
100kHz- 1 MHz	≤ 5%

TABELA 10 - Erro de linearidade da triangular; maior des-  
vio da linha reta.

Faixa de frequência	Variação percentual da amplitude
1 Hz - 100kHz	< 0,5%
100kHz - 1 MHz	≤ 5%

TABELA 11 - Estabilidade da amplitude da triangular com a frequência

Amplitude da triangular = 10 Vpp	
Carga na saída do gerador = 50 $\Omega$	
Década	Variação do valor médio
3. <sup>a</sup>	7mV
4. <sup>a</sup>	8mV
5. <sup>a</sup>	4mV
6. <sup>a</sup>	4mV
Amplitude da triangular = 500 mV <sub>pp</sub>	
Carga na saída do gerador = 50 $\Omega$	
Faixa de frequência	Variação do valor médio
100Hz - 1MHz	< 0,5mV

TABELA 12 - Variação absoluta do valor médio da triangular com a frequência.

	$t_S$	$t_D$
Saída do amp.potên.	50ns	50ns
Saída do AOQ	20ns	20ns

TABELA 13 - Tempo de subida ( $t_S$ ) e tempo de descida ( $t_D$ ) da onda quadrada.

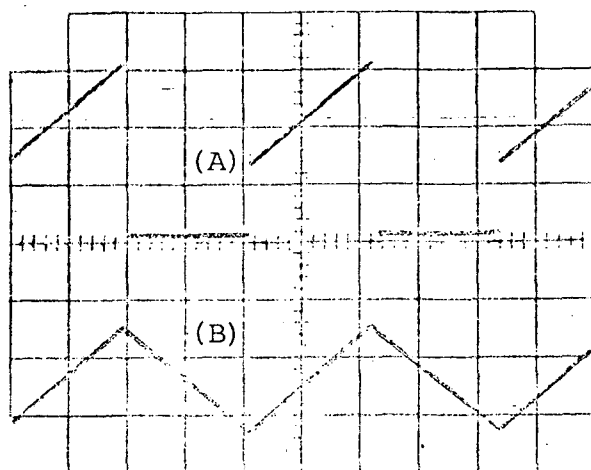


FOTO 1 - (A) Forma de onda da tensão no ânodo de D1

(B) Forma de onda da tensão no capacitor

Esc. horizontal:  $0,5\mu\text{s}/\text{div}$

Esc. vertical :  $1\text{V}/\text{div}$

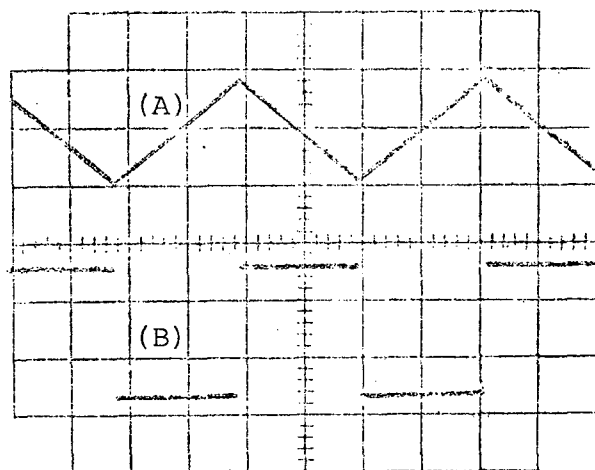


FOTO 2 - (A) Forma de onda da tensão na entrada do biestável

(B) Forma de onda da tensão na saída do biestável

Esc. horizontal:  $0,5\mu\text{s}/\text{div}$

Esc. vertical :  $1\text{V}/\text{div}$  (A)

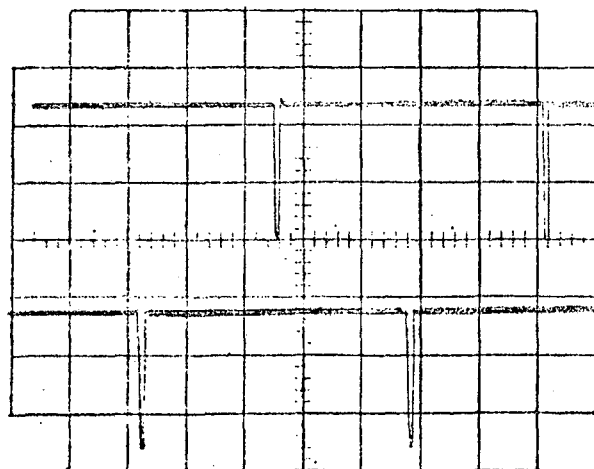


FOTO 3 - Formas de onda das tensões nas saídas dos comparadores

Esc. horizontal:  $0,5\mu\text{s}/\text{div}$

Esc. vertical :  $2\text{V}/\text{div}$

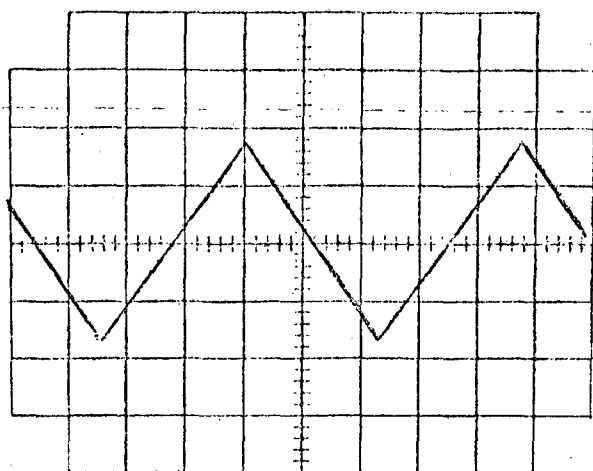


FOTO 4 - Forma de onda da tensão no capacitor (frequência de 990kHz)

Esc. horizontal:  $0,2\mu\text{s}/\text{div}$

Esc. vertical : Desc.

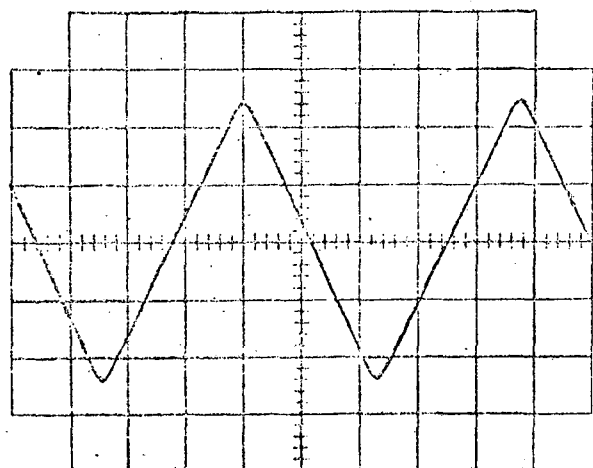


FOTO 5 - Forma de onda de saída (frequência de 990kHz)

Esc. horizontal:  $0,2\mu\text{s}/\text{div}$

Esc. vertical :  $1\text{V}/\text{div}$

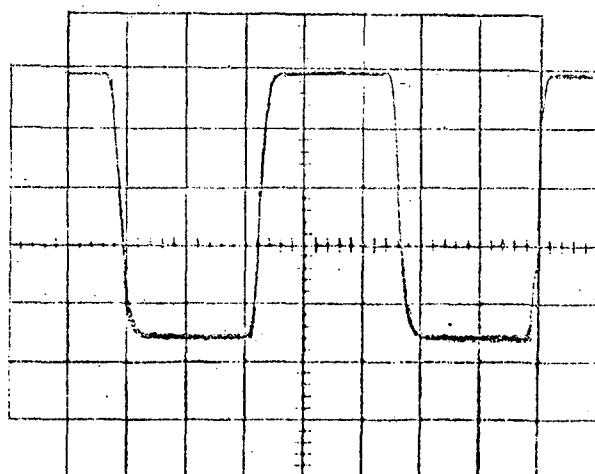


FOTO 6 - Forma de onda de saída (frequência de 990kHz)

Esc. horizontal:  $0,2\mu\text{s}/\text{div}$

Esc. vertical :  $1\text{V}/\text{div}$

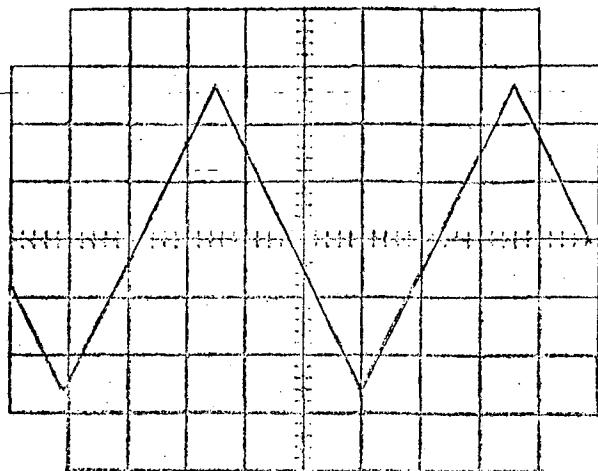


FOTO 7 - Forma de onda de saída

Esc. horizontal: 1ms/div

Esc. vertical : 1V/div

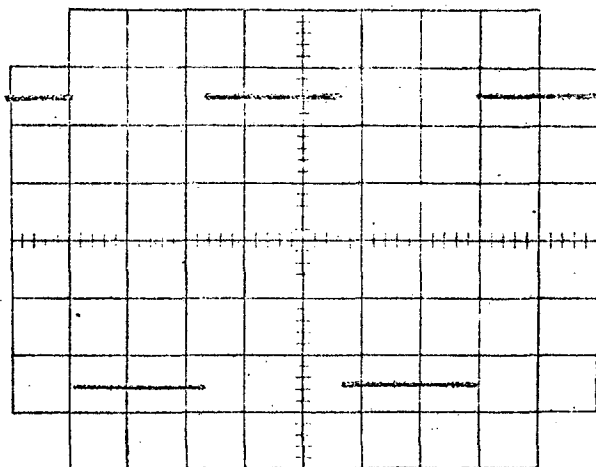


FOTO 8 - Forma de onda de saída

Esc. horizontal: 1ms/div

Esc. vertical : 1V/div

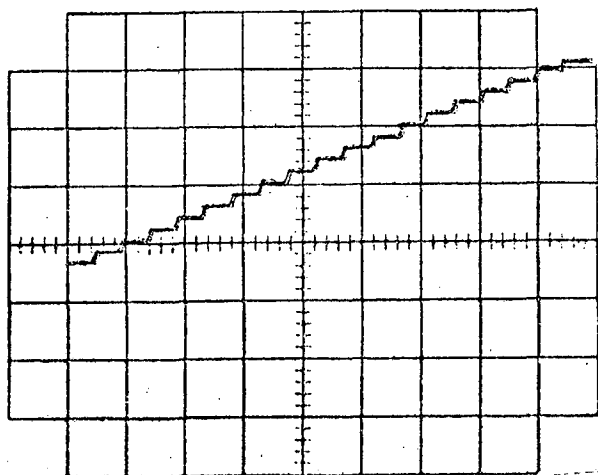


FOTO 9 - Forma de onda da tensão de controle da frequência em operação varredura

Esc. horizontal: 0,2ms/div

Esc. vertical : 0,2V/div

## CAPÍTULO 5

## DISCUSSÃO E CONCLUSÕES

Construiu-se um gerador de onda quadrada e triangular de acordo com as características gerais estabelecidas no primeiro capítulo.

Para a formação do oscilador básico, utilizou-se o processo de geração que reúne um integrador e um biestável em malha fechada, com a integração sendo obtida pelo fornecimento de corrente constante  $+I$  e  $-I$  a um capacitor. Este processo foi utilizado por apresentar vantagens no que diz respeito à minimização de circuitos, ampla faixa de frequência e facilidade de controle da frequência através da variação de uma única grandeza, no caso, uma tensão.

Utilizou-se fontes de corrente controladas por tensão, compostas, cada uma, por apenas um amplificador operacional, um transistor e um resistor(11). Usou-se um amplificador operacional com entrada a transistor de efeito de campo de modo a poder desprezar o efeito das correntes de polarização nas correntes de carga. Todas as tensões envolvidas na obtenção das correntes foram feitas dependentes de uma única tensão de referência, reduzindo desta forma, os efeitos da deriva térmica no comportamento do gerador. Em adição, melhores características das fontes foram conseguidas com a utilização de resistores de filme metálico que possuem baixa tolerância e pequena dependência com a temperatura e com transistores selecionados com alto  $h_{FE}$ , baixo  $h_{OE}$  e baixa corrente de fuga.

Um aspecto fundamental da técnica de geração utilizada é que as alterações de corrente no capacitor são obtidas por um desvio de corrente e não por uma interrupção, pois esta, forçosamente estaria associada ao corte de um transistor da fonte de corrente, proporcionando baixas velocidades de operação.

No circuito biestável foram usados comparadores de alta velocidade,  $\mu A760(20)$ , disponíveis no mercado brasileiro, porém, apresentando a desvantagem de possuir alto custo em relação a outros comparadores de menor velocidade disponíveis. A configuração utilizada, se por um lado apresentou vantagens por utilizar apenas duas portas TTL e dois comparadores, no entanto, impôs restrições aos níveis de tensão da onda triangular sobre o capacitor e apresentou tempos de atraso de operação diferentes quando na comparação de sinais positivos e negativos. A diferença dos atrasos, causado por uma porta TTL, proporcionou erro adicional de simetria da onda quadrada e alteração do valor médio da onda triangular, em altas frequências. A diferença foi anulada com a introdução de uma rede RC passiva no circuito. Efeito equivalente ao desta rede, poderia ter sido obtido por outra porta TTL. As desvantagens do biestável utilizado justificam um estudo sobre a substituição deste por outro, principalmente no que diz respeito ao custo dos comparadores. Os maiores atrasos de tempo provocados por comparadores de baixa velocidade, podem ter seus efeitos compensados por uma maior atuação do circuito de correção dos efeitos do atraso.

Analizou-se a influência dos atrasos de tempo no laço de geração. Verificou-se ser possível a correção dos efeitos, introduzindo no comparador, uma tensão contínua proporcional a tensão de controle da frequência. A simplicidade desta solução contrasta com os procedimentos usualmente empregados de obter a redução



ção do nível de comparação através de conversão frequência tensão, ou de procurar projetar o laço de realimentação de tal modo a poder desprezar o efeito do atraso de tempo.

Analizou-se a influência na frequência de oscilação, do módulo da função de transferência do amplificador de onda triangular utilizado. Para a correção do efeito, utilizou-se o mesmo princípio adotado quando na correção dos efeitos do atraso. No entanto, neste caso, a correção do efeito na frequência foi conseguido em detrimento da estabilidade da amplitude da triangular aplicada no amplificador de potência.

A utilização de controle digital para a frequência de oscilação eliminou um dos maiores problemas associados ao projeto de um gerador de função com controle analógico; a necessidade de uso de potenciômetros com características mecânicas e elétricas especiais. Quaisquer chaves de duas posições, de preferência chaves de pressão, possibilitam que a variação da frequência seja efetuada; circuitos "FLIP-FLOP" memorizam o primeiro contato e evitam contagens erradas. Em adição, a técnica de geração de formas de onda utilizando circuitos digitais (1) pôde ser usada para a obtenção de um sinal de varredura; para isto, basicamente acrescentou-se ao circuito existente uma porta "NÃO E" de oito entradas para a comparação do binário 11111111 e mais duas portas TTL de um circuito integrado sub-utilizado no controle digital. O uso de controle digital permitiu, ainda, a indicação da frequência de oscilação com um circuito composto por apenas dois contadores BCD, dois decodificadores e dois mostradores digitais.

A variação discreta da frequência, obtida com o controle digital, traz limitações no uso do gerador para levantamento de características de circuitos sintonizados de alto "Q", como, por

exemplo, filtros de frequência intermediária de receptores AM. Todavia, pode ser previsto no projeto de outros geradores um controle analógico de frequência opcional, realizado por potenciômetros de fio convencionais (sem escala graduada presa ao seu eixo), cujo uso estaria condicionado à utilização do gerador em conjunto com um frequencímetro digital. Porém, esta limitação não chega a ser desvantajosa em relação aos geradores comerciais com controle analógico de frequência, se for lembrado que a medida desta grandeza numa escala graduada, proporcionada por estes geradores, não oferece a precisão necessária em usos especiais como o exemplo citado.

A configuração de circuito utilizada para o amplificador de potência (9) deixou a desejar em alguns aspectos importantes. Este amplificador foi o principal responsável pela atenuação e pelo erro de linearidade obtidos para a onda triangular na última década de operação e apresentou uma pequena sensibilidade dos parâmetros (ganho e singularidades) com a atuação dos controles de amplitude e valor médio.

No entanto, características como grande faixa passante e não dependência dos parâmetros com os controles citados, estão relacionadas com outras desejadas, tais como, acoplamento direto entre as etapas, estabilidade do ponto quiescente com a temperatura e troca de componentes, alta impedância de entrada e baixa impedância de saída, ganho de tensão maior que um, baixos níveis de distorção e ruído, ausência de "ultrapassagem" no tempo, possibilidade de fornecer tensões de  $20V_{pp}$  a uma carga de  $50\Omega$  e alto "slew-rate", e compõem um conjunto de características, na maioria das vezes, incompatíveis entre si.

Dada a dificuldade encontrada de satisfazer a todos

os requisitos com a utilização de componentes de baixo custo disponíveis no mercado, deixa-se como sugestão a futuros trabalhos, o projeto e montagem de um amplificador de potência com características mais próximas às desejadas do que as obtidas com este trabalho.

O protótipo construído apresenta vantagens no que diz respeito a precisão da frequência e obtenção de varredura sem necessidade do uso de gerador auxiliar. Todavia, a comparação de muitas características foi prejudicada pelo fato que muitas especificações obtidas das referências 7,8,9 e 10 são algumas vezes incompletas e outras vezes inverídicas.

A associação de capacitores de polycarbonato metalizado convencionais realizada para a obtenção de  $C_T = 1\mu F$  nas três primeiras décadas, provocou uma menor estabilidade da frequência com a temperatura, em relação a estabilidade obtida para as três últimas décadas com o uso de um capacitor de mica. Ainda assim, os valores da deriva da frequência encontrados para o protótipo são menores que os encontrados nas especificações do único fabricante de gerador de função (8), entre os referenciados, que fornece este dado. Nas especificações de geradores de formas de onda integrados (10) são encontrados valores menores para a deriva da frequência, porém, a falta de informação sobre o tipo de capacitor utilizado na obtenção destes, não permite uma comparação com os valores encontrados para o protótipo.

Em resumo, pode-se dizer que as características obtidas justificam a continuação deste trabalho, principalmente no que diz respeito ao projeto de um conformador para a obtenção de sinusóide. Com este intuito, foi colocada no protótipo, uma chave seletora de funções com várias posições e vários polos, dando con

dições para obtenção de sinusóides pela simples inclusão de um circuito conformador, e a obtenção de rampas e pulsos pela simples alteração dos valores dos resistores  $R_T$  das fontes de corrente controladas por tensão.

Com componentes disponíveis no mercado brasileiro e com base no protótipo construído, vários geradores de função poderão ser montados, de tal forma a satisfazer as atuais necessidades dos nossos laboratórios.

Ainda como sugestão para futuros trabalhos, propõe-se o projeto de um circuito digital (a ser utilizado com o circuito digital do protótipo) que proporcione a obtenção de função logarítmica (2), um detetor de pico e um amplificador logarítmico de precisão (21) que em conjunto com o gerador de função completo, proporcionem a visualização em osciloscópio, do diagrama de bode de amplitude de amplificadores e filtros.

APÊNDICE 1

Neste apêndice será demonstrada a validade das aproximações efetuadas no capítulo 2 que foram:

$$f_{AC} = f_G \quad (A.1-1)$$

$$e \quad f_C = f_I \quad (A.1-2)$$

Para se obter a equação ( A.1-1 ) foi necessário considerar  $K = 1$  na parcela  $t_A V_V / K R_T C_T$  da equação ( 2-18 ) e para obtenção da equação ( A.1-2 ) foi necessário substituir  $f_G$  por  $K f_G = f_I$  na equação de  $K$  ( equação ( 2-23 ) ).

Os cálculos sem aproximações serão realizados apenas para a última década de operação pois sendo  $K = 1 + \alpha f$ , as aproximações realizadas tendem a se tornar maiores com o aumento da frequência.

Se o circuito de correção não atuar, a frequência de operação será dada pela equação ( A.1.3 ), que é a equação ( 2-16 ).

$$f_{NC} = \frac{V_V}{4 R_T C_T K V_C + 4 t_A V_V} \quad (A.1-3)$$

Substituindo  $K$  por  $1 + \alpha f_{NC}$  na equação ( A.1-3 ) e isolando  $f_{NC}$  obtem-se:

$$f_{NC} = \frac{-(4R_T C_T V_C + 4t_A V_V) + \sqrt{(4R_T C_T V_C + 4t_A V_V)^2 + 16V_C V_V \alpha R_T C_T}}{8 \alpha R_T C_T V_C} \quad (A.1-4)$$

Com a atuação do circuito de correção dos efeitos de "K" e "t<sub>A</sub>", o nível de comparação passa a ser:

$$V_{CN} = V_C - \frac{V_V (4t_A + \alpha)}{4R_T C_T} \quad (A.1-5)$$

Substituindo  $V_C$  por  $V_{CN}$  na equação (A.1-4), será obtida a frequência real de oscilação,  $f_R$ , sem aproximações. Para  $C_T = 1nF$ ,  $\alpha = 15ns$ ,  $t_A = 60ns$ ,  $R_T = 5 k\Omega$  e  $V_C = 1V$ , obtem-se:

$$f_R = \frac{-(20V_{CN} + 0,24V_V) + \sqrt{(20V_{CN} + 0,24V_V)^2 + 1,2 V_V V_{CN}}}{0,6 V_{CN}} \quad (A.1-6)$$

$$\text{onde } V_{CN} = 1 - 0,01275 V_V \quad (A.1-7)$$

Na tabela 14 estão apresentados os valores de  $f_I$ ,  $f_{NC}$  e  $f_R$  assim como os erros de frequência em relação a  $f_I$ , para vários valores de  $V_V$ .

$V_v$ (V) -	$f_I$ (MHz)	$f_{NC}$ (MHz)	$f_R$ (MHz)	$E\%$ ( $f_{NC}$ )	$E\%$ ( $f_R$ )
2	0,1	0,098	0,1	2,483	0,004
6	0,3	0,279	0,3	7,079	0,034
10	0,5	0,444	0,5	11,242	0,095
14	0,7	0,595	0,701	15,033	0,186
18	0,9	0,733	0,903	18,501	0,308
19,8	0,99	0,792	0,994	19,967	0,372
20	1	0,799	1,004	20,127	0,38

TABELA 14 - Frequências  $f_I$ ,  $f_{NC}$  e  $f_R$  para vários valores de  $V_v$

Pelos resultados apresentados na tabela 14, observa-se que os erros cometidos ao se fazer as aproximações citadas, são inferiores a 0,4%.

APÊNDICE 2

Na tabela 15, estão apresentados os resultados de um programa para cálculo da frequência e da amplitude da triangular no capacitor considerando como não idealidades do circuito, apenas os atrasos existentes no laço de geração de onda triangular e quadrada, onde:

TA = Tempo de atraso em ns.

FI = Frequência ideal de oscilação em MHz, para TA=0

FNC= Frequência de oscilação em MHz, considerando

TA = 60ns

E%F= Erro percentual de FNC em relação a FI

VT = Tensão de pico da triangular para TA = 0

V'T= Tensão de pico da triangular para TA = 60ns

E%VT= Erro percentual entre VT e V'T

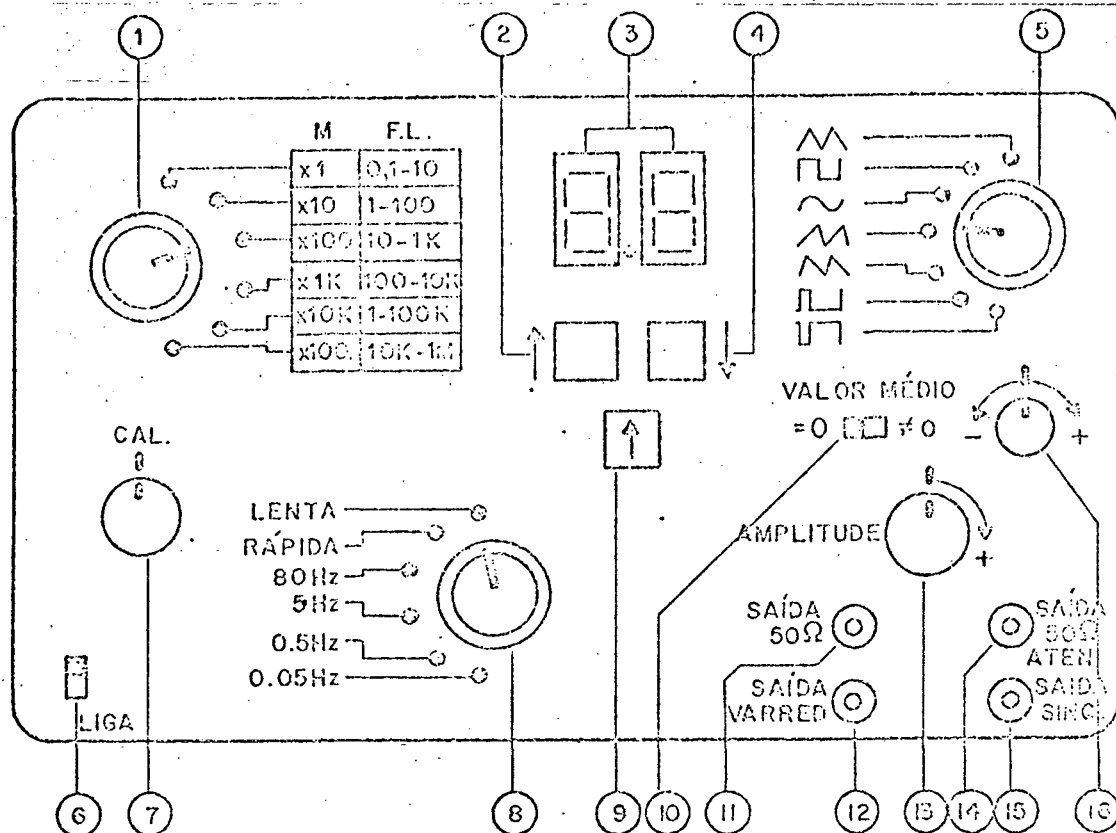
60.	TA	60.	TA
0.001	FI	0.1	FI
.00099997601	FNC	0.09765625	FNC
.0239942414	E% F	2.34375	E% F
1.	VT	1.	VT
1.00024	V'T	1.024	V'T
0.024	E%VT	2.4	E%VT
60.	TA	60.	TA
0.01	FI	1.	FI
.0099760575	FNC	.8064516129	FNC
.2394253791	E% F	19.35483871	E% F
1.	VT	1.	VT
1.0024	V'T	1.24	V'T
0.24	E%VT	24.	E%VT

TABELA 15 - Resultados do programa para cálculo da frequência e da amplitude da triangular, considerando somente os atrasos do laço.



Pelos resultados apresentados, observa-se que em frequências inferiores a 1 KHz os erros devido ao tempo de atraso no laço do oscilador, são inferiores a 0,024%, dispensando desta forma, a atuação de um circuito de correção nas três primeiras décadas.

## APÊNDICE 3

"PAINEL DO PROTÓTIPO"

- ① - Seletor de décadas e frequências limites de varredura
- ② - Chave de pressão ( aumento da frequência )
- ③ - Mostrador digital para leitura da frequência
- ④ - Chave de pressão ( diminuição da frequência )
- ⑤ - Seletor de funções
- ⑥ - Chave liga-desliga gerador
- ⑦ - Controle da frequência de varredura
- ⑧ - Seletor de operação normal - varredura
- ⑨ - Chave de pressão ( incremento de  $0.05 \times M$  )
- ⑩ - Chave liga-desliga valor médio
- ⑪ - Saída de  $50 \Omega$  ( sem atenuação )
- ⑫ - Saída do sinal de varredura
- ⑬ - Controle de amplitude
- ⑭ - Saída de  $50 \Omega$  ( com atenuação )
- ⑮ - Saída de sinal de sincronismo ( compatível TTL )
- ⑯ - Controle de valor médio

# APÊNDICE 4

Neste apêndice será verificada a validade da equação ( 2-23 ) para o amplificador de onda triangular utilizado.

A Fig. A.4.1 apresenta o diagrama de bode de amplitude do ganho de tensão do AOT ( relação entre a tensão na saída para a chave CH4 e a tensão na entrada do amplificador ), obtido com o auxílio do programa bloco ( 14 ), assim como a variação do módulo da função  $G_V(jw_G)$  com a frequência. Esta função, apresentada na equação ( A.4-1 ), será utilizada para representar o comportamento em frequência do amplificador. Na tabela 16 estão apresentados em dB, os valores do módulo de  $G_V(jw_G)$  e os resultados do programa bloco, para vários valores de  $w_G$ .

$$G_V(jw_G) = \frac{G_{VO}}{jw_G \left( \frac{\sigma}{w_O} \right) + 1 - \left( \frac{w_G}{w_O} \right)^2} \quad ( A.4-1 )$$

$$\text{ou } G_V(jw_G) = \frac{G_{VO}}{jf_G \left( \frac{\sigma}{f_O} \right) + 1 - \left( \frac{f_G}{f_O} \right)^2} \quad ( A.4-2 )$$

onde  $f_O = w_O/2\pi = 34\text{MHz}$ ,  $\sigma = 1,1$  e  $G_{VO} = 1,98$

O divisor de tensão na saída do AOT, formado por  $R_{52}$  e  $R_{53}$ , garante em baixas frequências uma relação igual a um, entre a saída para o comparador e a entrada do AOT. Desta forma, a função de transferência aproximada entre esta saída e a entrada, será:

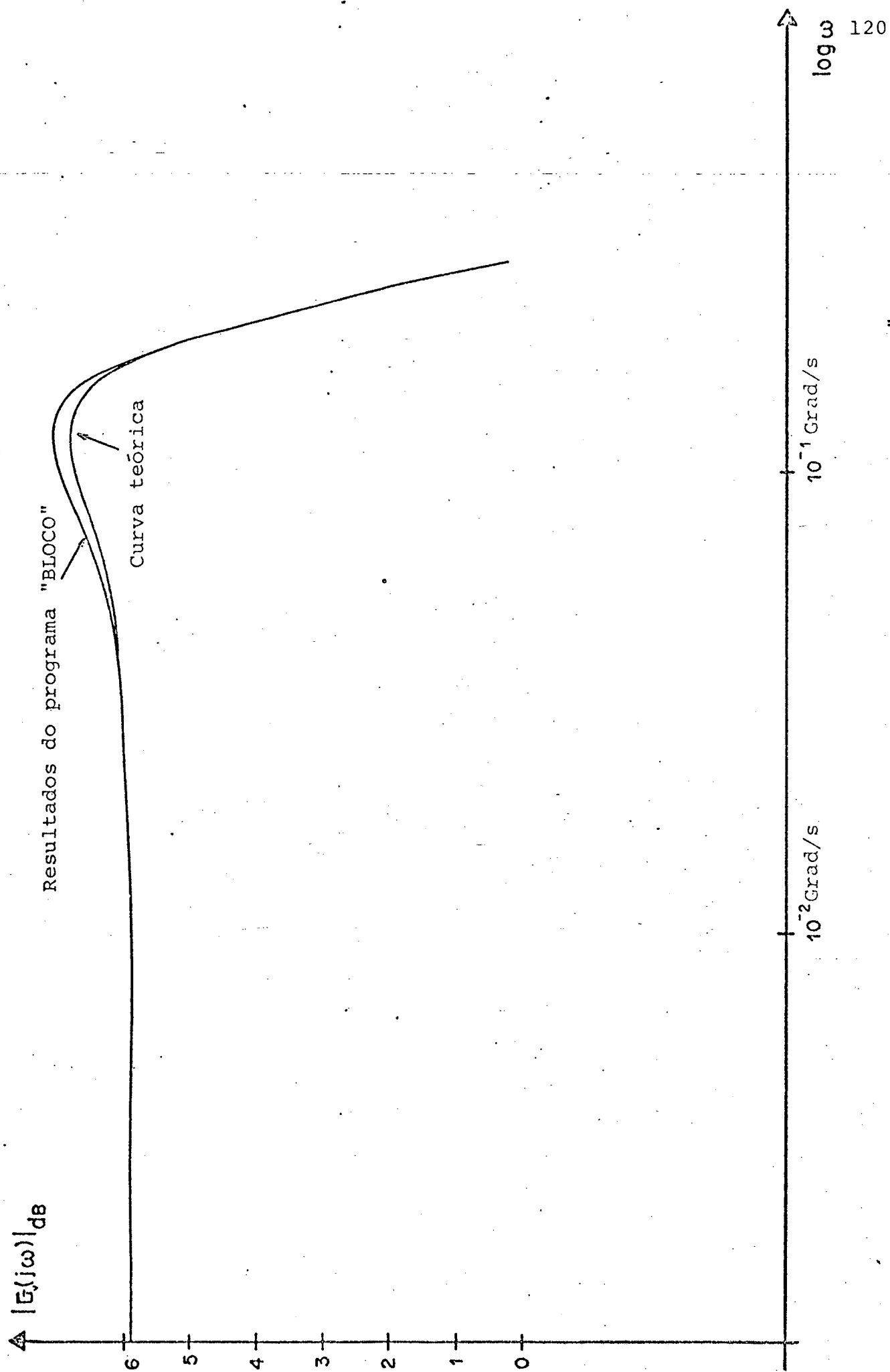


FIG. A.4.1 - Comportamento do módulo do ganho do AOT com a frequência

$$G'_V(j\omega_G) = \frac{1}{jf_G \left( \frac{\sigma}{f_O} \right) + 1 - \left( \frac{f_G}{f_O} \right)^2} \quad (\text{A.4-3})$$

A forma de onda triangular da Fig. A.4.2, para  $A = \pi^2/8$ , pode ser representada por:

$$v_e(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{n+1}{2}}}{n^2} \sin 2\pi n f_G t \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (\text{A.4-4})$$

Supondo  $v_e(t)$  a triangular de entrada do AOT e  $G'_V(j\omega_G)$  a função de transferência, a saída será:

$$v_s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{n+1}{2}}}{n^2} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{nf_G}{f_O} + \left( \frac{\sigma nf_G}{f_O} \right)^4}} \sin \left( 2\pi n f_G t + \arctan \frac{-n f_G \sigma}{\left( \frac{nf_G}{f_O} \right)^2} \right) \quad (\text{A.4-5})$$

para  $n = 1, 3, 5, \dots$

Para obter K, relação entre a amplitude de pico da triangular de entrada do AOT e a amplitude de pico de saída, foi desenvolvido um programa para calculadoras programáveis TI-59 que divide a amplitude  $\pi^2/8$  de entrada pela amplitude de saída calculada com o auxílio da equação (A.4-5), para uma determinada frequência fundamental  $f_G$  de operação.

Os valores de K obtidos com o programa para a TI-59, os valores obtidos com a equação (2-24), determinada com auxílio de regressão linear, e os erros cometidos ao se utilizar esta equação, estão apresentados na tabela 17.

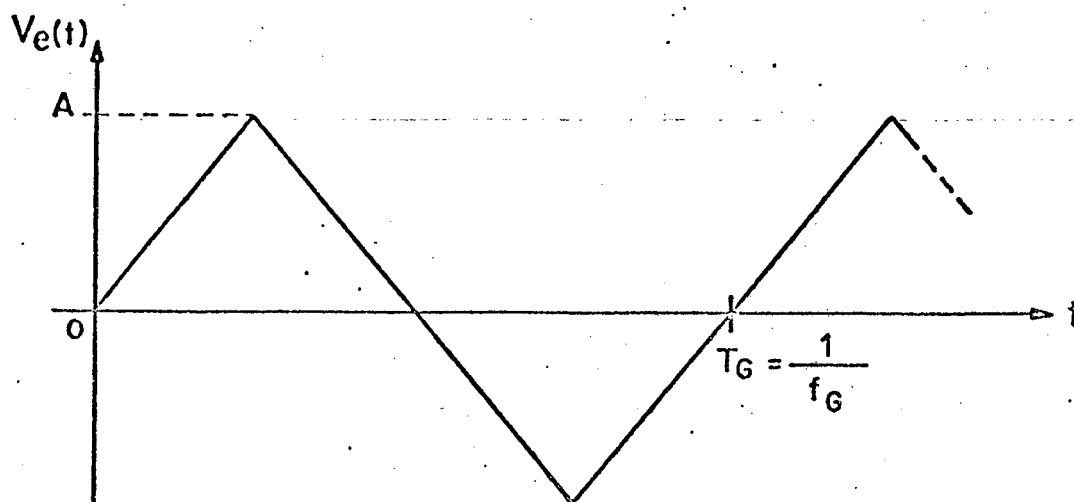


FIG. A-4.2 - Onda triangular de amplitude "A" e frequência " $f_G$ "

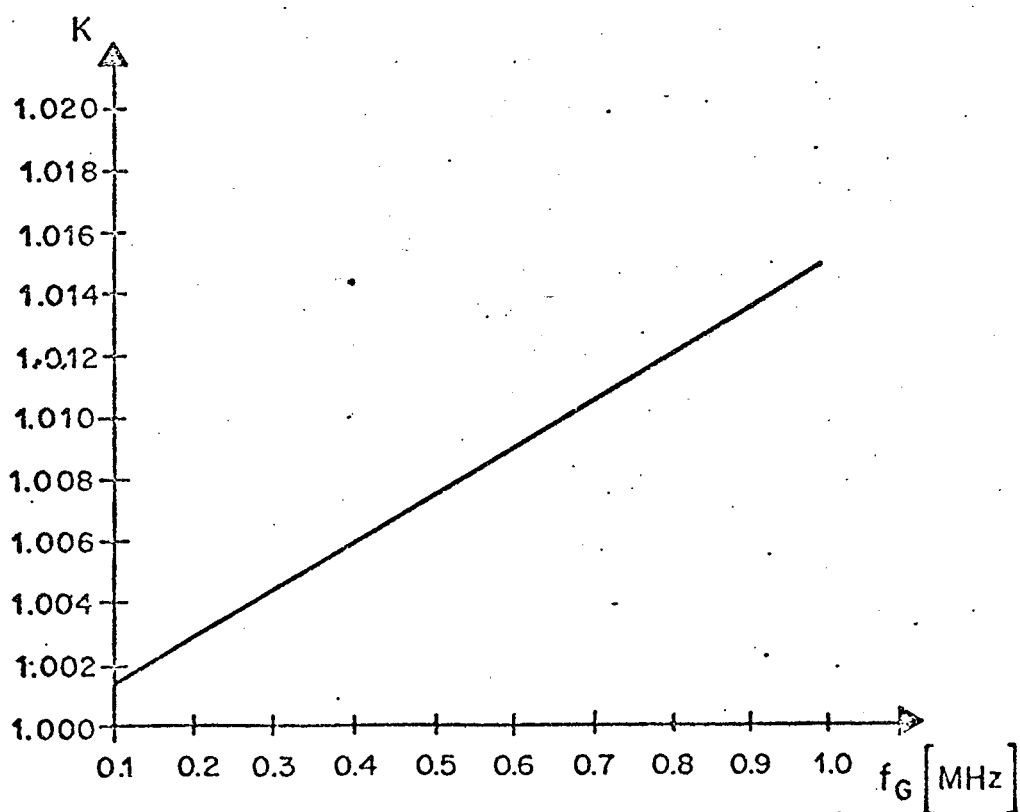


FIG. A.4.3 - Variação de "K" com a frequência

A variação de K com a frequência está apresentada graficamente na Fig. A.4.3.

$\omega_G$ ( Mrad/s )	$ G_V(j\omega_G) $ dB	Resultados dos programa BLOCO
1,3	5,933	5,933
13	5,949	5,933
24,8	5,991	6,021
36,5	6,056	6,107
48,2	6,142	6,235
60	6,246	6,361
71,7	6,361	6,568
83,5	6,479	6,729
95,2	6,590	6,888
107	6,682	7,005
119	6,738	7,082
130	6,741	7,044
142	6,673	6,927
154	6,516	6,729
166	6,259	6,361
177	5,933	5,933
189	5,483	5,390
201	4,947	4,811
213	4,340	4,190
224	3,737	3,522
236	3,045	2,860
248	2,332	2,212
260	1,610	1,511
271	0,947	0,906
283	0,231	0,257

TABELA 16 - Comparação entre os resultados do programa BLOCO e

$$|G_V(j\omega_G)| \text{ dB}$$

$f_G$ MHz	Resultados do programa "K"	$K = 1 + 0,015 f_G$	E%
1	1,015055	1,015	0,005
0,9	1,013191	1,0135	0,030
0,8	1,011170	1,012	0,028
0,7	1,01049	1,0105	0
0,6	1,008757	1,009	0,024
0,5	1,007242	1,0075	0,02
0,4	1,005682	1,006	0,031
0,3	1,004281	1,0045	0,02
0,2	1,002833	1,003	0,016
0,1	1,001406	1,0015	0,009

TABELA 17 - Resultados do programa ( TI-59 ) para determinação de  
"K".



# APÊNDICE 5

## "FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO GERADOR"

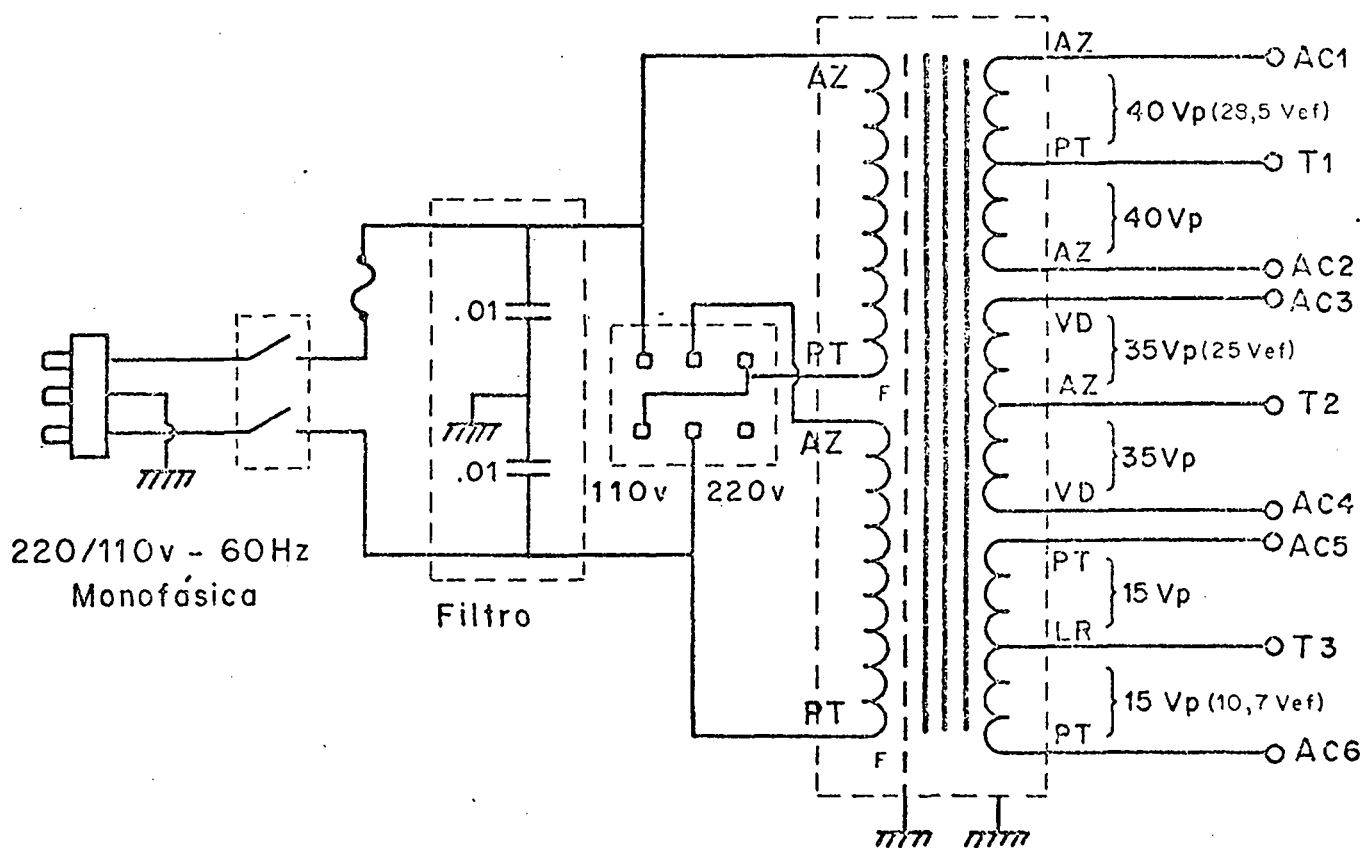


FIG. A.5.1 - Ligações no primário do transformador

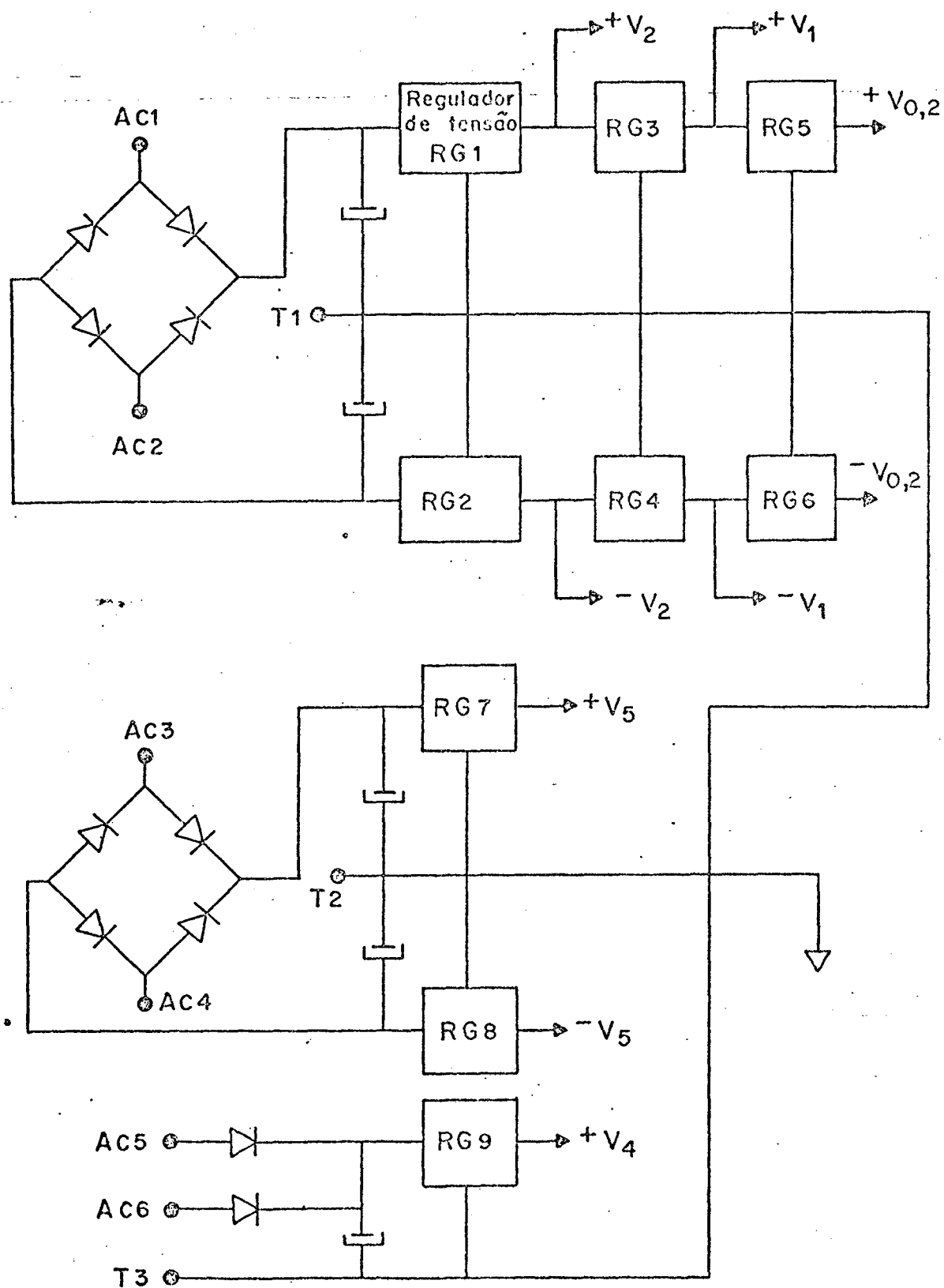


FIG. A.5.2 - Ligações no secundário do transformador

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 - MICHAEL S. McNATT, Use Digital Counting Logic, Electronic Design, vol. 23, no.2, pp. 62-65, january 1975.
- 2 - J.J. HILL, Digital Generation of a Nonlinear Time-Base, IEEE Trans. on Instrum. and Meas., vol. IM-23, no.3, pp.298-300, september 1978.
- 3 - ANTHONY C. DAVIES, Digital Generation of Low-Frequency Sine Waves, IEEE Trans. on Instrum. and Meas., vol. IM-18, no.2, pp.97-105, june 1969
- 4 - J.V.WAIT, L.P. HUELSMAN, G.A. KORN, Introduction to Operational Amplifier-Theory and Applications, McGraw-Hill Book Company, 1975.
- 5 - A.B. GREBENE, Monolithic Waveform Generation, IEEE Spectrum, vol. 9, pp.34-40, april 1972.
- 6 - G.E. TOBEY, J.G. GRAEME, and L.P. Huelsman, Operational Amplifiers - Design and Applications, McGraw-Hill Book Company, New York, 1971
- 7 - HEWLETT PACKARD, Function Generator 3310 A/B, Operating and Service Manual, 1969.
- 8 - TEKTRONIX, Function Generator FG 501, Instruction Manual, 1972.
- 9 - HEWLETT PACKARD, Function Generator 3311 A, Operating and Service Manual, 1972.

- 10 - A.B. GREBENE, Generate Waveforms with a Single IC, Electronic Design, vol. 22, no. 19, pp. 132-136, september 1974.
- 11 - J.G. GRAEME, Applications of Operational Amplifiers, McGraw Hill, 1973.
- 12 - TEXAS INSTRUMENTS, The Linear and Interface Circuits databook, 1977.
- 13 - NATIONAL SEMICONDUTOR, TTL databook, 1976.
- 14 - ZANCHIN, C.I. e SILVEIRA, H.M.; Filtros ativos, p.6 a 14, UFSC, SC, 1973.
- 15 - NATIONAL SEMICONDUTOR, Advanced Information, april 1977.
- 16 - MOTOROLA, The Semiconductor data Library, vol. III, 1974.
- 17 - J.MILLMAN, C.C. HALKIAS, Integrated Electronics, McGraw-Hill Book Company, Tokyo, 1972.
- 18 - NATIONAL SEMICONDUTOR, Transistors/FETs databook, may 1974.
- 19 - CLYDE F. COOMBS, JR., Basic Electronic Instrument Handbook McGraw-Hill Book Company, 1972.
- 20 - FAIRCHILD, Linear databook, 1977.
- 21 - ICHIRO TAI, KEN-ICHI HASEGAWA, A High-Speed Logarithmic Amplifier, IEEE Trans. on Instrum. and Meas, vol. 25, no. 1, pp. 61-65, march 1976.